

32
strony

PRAKTYCZNY **ELEKTRONIK**

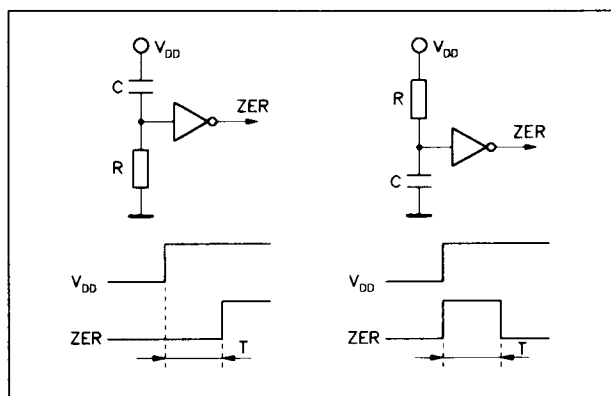
NR IND 372161

cena 12000 zł

październik
nr 10 '93

Cyfrowe układy scalone CMOS – praktyka i teoria cz. 2

Negatory mogą także znaleźć inne nietypowe zastosowania. W urządzeniach elektronicznych zawierających elementy pamiętające, takie jak przerzutniki, rejestry, liczniki, pamięci wymagane jest ustawienie odpowiednich wartości sygnałów w różnych punktach układów. Do tego celu przeznaczone są układy automatycznego zerowania w momencie pojawienia się napięć zasilających. Impuls zerujący może mieć polaryzację dodatnią lub ujemną w zależności od wymagań zerowanych elementów. Czas trwania także może być różny, ale zazwyczaj nie przekracza on 100 ms. Przykłady układów generujących taki impuls podano na rys. 1.

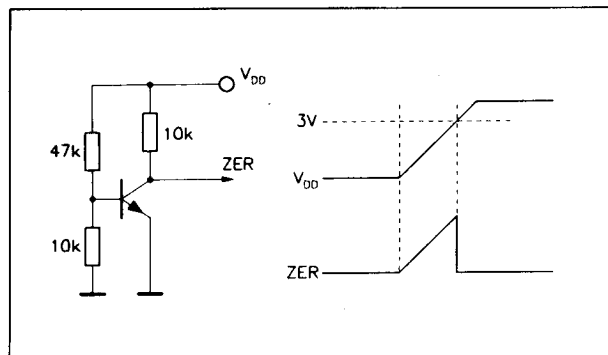


Rys. 1 Układy generowania impulsu zerującego przy włączaniu zasilania

Czas trwania impulsu można obliczyć na podstawie wzoru:

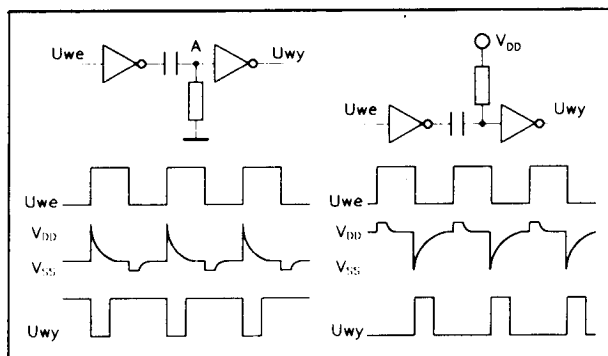
$$T [ns] = 0,69 \cdot R [k\Omega] \cdot C [pF].$$

Wzór ten słuszny jest dla poziomu napięcia przełączania równego połowie napięcia zasilającego. W związku z rozrzutem poziomów napięć przełączających czasy trwania impulsów mogą się różnić o ok. 40% dla układów różnych serii, w praktyce nie ma to jednak większego znaczenia. Wartość pojemności kondensatora powinna być większa od 100 pF. Oczywiście układy zerowania mogą być dołączone bezpośrednio do wejść innych funkcyjnych logicznych takich jak bramki, liczniki rejestry itd. Przedstawione rozwiązania można stosować tam gdzie narastanie napięcia zasilającego jest krótkie. Przy dłuższych czasach narostu napięcia zasilającego w miejsce zwykłych negatorów wskazane jest stosowanie negatorów, lub bramek Schmitta (CD 40106, 4093), lub układu tranzystorowego z rys. 2.



Rys. 2 Tranzystorowy układ zerowania

W układzie tym czas trwania trójkątnego impulsu zerującego ustalany jest wartościami rezystorów dzielnika w obwodzie bazy tranzystora. Impuls powinien trwać aż do czasu kiedy napięcie zasilające osiągnie wartość, przy której zaczną działać układy scalone CMOS, czyli ok. 3 V. Podane na schemacie wartości rezystorów odpowiadają takiemu stanowi.



Rys. 3 Układy prostych monowibratorów

Drugim przykładem zastosowania są układy prostych monowibratorów. Można je stosować wszędzie tam gdzie nie jest wymagana duża stałość i powtarzalność czasu trwania impulsu wyjściowego. Na rysunku 3 przedstawiono dwa układy generujące impulsy dodatnie i ujemne. Czas trwania impulsów wyjściowych można obliczyć w przybliżeniu według wzoru:

$$T [ns] = 0,69 \cdot R [k\Omega] \cdot C [pF].$$

Dokończenie tekstu na str. 4

PRAKTYCZNY ELEKTRONIK

PAŹDZIERNIK NR 10/93

SPIS TREŚCI

Cyfrowe układy scalone CMOS – praktyka i teoria cz. 2	2
Przetwornik napięcie – częstotliwość	6
Zasilacz – modyfikacja	9
Częstościomierz cz. 2	11
Współpraca układu IDS z barierą optoelektroniczną	17
Automatyczny włącznik tunera satelitarnego	17
Analogowy pomiar częstotliwości	19
Sprostowanie do artykułu Sonda – woltomierz	22
Wykaz płytek drukowanych	23
Regulator prędkości obrotowej silnika	24
Mini odbiornik stereofoniczny UKF	26
Katalog typów transformatorów produkcji ZATRA	29

Płytki drukowane wysyłane są w terminie do trzech tygodni za zaliczeniem pocztowym.

Koszt wysyłki 20000 zł przy kwocie do 100000 zł; 24000 zł przy kwocie do 200000 zł.

W sprzedaży wysyłkowej dostępne są numery 3÷4/92, 1/93 oraz 3÷8/93 PE w cenie detalicznej plus koszty wysyłki.

Kserokopie artykułów wysyłamy w cenie 10.000 zł za pierwszą stronę, za każdą następną 1.000 zł plus koszty wysyłki.

Wydawca ARTKELE – Zielona Góra

Ogłoszenia i Reklamy

Ogłoszenia można nadsyłać listownie na adres redakcji załączając dowód wpłaty należności za ogłoszenie na konto ELEKTRA – ZAKŁAD ELEKTRONICZNY ul. Olbrychta 10 Zielona Góra, BANK SPÓŁDZIELCZY Zielona Góra nr 997283-102847-2541.

Ceny:

1 cm² ogłoszenia ramkowego 12000 zł (najmniejsze ogłoszenie 15 cm²)

ogłoszenia drobne do 40 słów 7000 zł za słowo

Redakcja nie ponosi żadnej odpowiedzialności za treść ogłoszenia.

Adres:

Redakcja "Praktyczny Elektronik"

ul. Prosta 11

tel. 704-82

65-001 Zielona Góra,

Red. Naczelny inż. Dariusz Cichoński

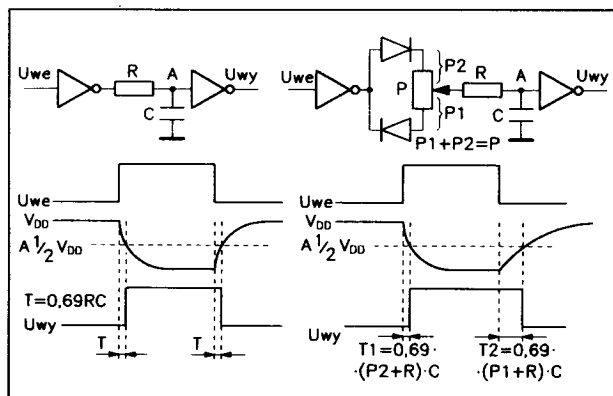
Artykułów nie zamówionych nie zwracamy. Zastrzegamy sobie prawo do skracania i adiacji nadesłanych materiałów i artykułów.

Opisy układów elektronicznych i urządzeń zamieszczone w "Praktycznym Elektroniku" mogą być wykorzystywane wyłącznie dla potrzeb własnych. Wykorzystanie ich do celów zarobkowych i innych wymaga zgody autora artykułu. Przedruk całości lub fragmentów "Praktycznego Elektronika" możliwy jest po uzyskaniu zgody redakcji.

Dokończenie tekstu ze str. 2

Wartość kondensatora w zasadzie powinna być większa niż 100 pF, gdyż w przeciwnym wypadku istotną rolę zaczął odgrywać pojemności montażowe i wejściowe negatora. Jednakże nie stoi to na przeszkodzie w stosowaniu kondensatorów o pojemności nawet 10 pF, trzeba się tylko liczyć z tym, że rzeczywiste czasy trwania impulsów wyjściowych będą się mocno różniły od wartości obliczonych. Z tych samych powodów wartości rezystora powinny zawierać się w granicach od 4,7 kΩ do 1 MΩ. Jeżeli wartość kondensatora przekracza 500 pF, do sterowania tak zbudowanego monowibratora trzeba wykorzystywać bufory, lub negatory mocy (CD 4010, 4050, 4009, 4049), a przy pojemnościach powyżej 5 nF pozostaje sterowanie tranzystorem. Do generacji impulsów o czasie trwania większym niż 100 ms, zalecane jest stosowanie negatorów lub bramek Schmitta (CD 40106, 4093).

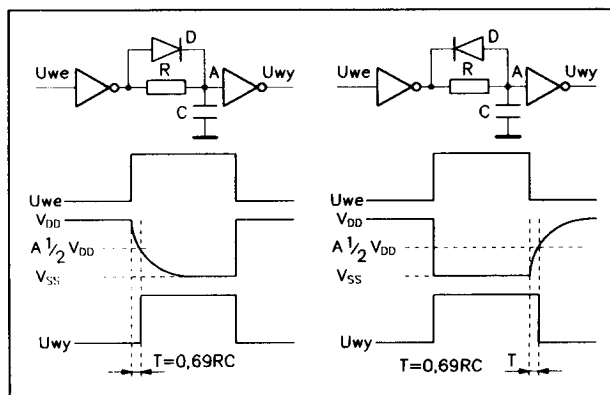
Kolejnym przykładem są układy opóźniające przebiegi (rys. 4). Czas opóźnienia wprowadzającego przez układ oblicza się ze wzoru podanego wcześniej. Wszystkie wskazówki dotyczące wartości elementów są takie same jak w przypadku układów monowibratorów, z tą tylko różnicą, że dla opóźnień większych od 200 μs wskazane jest stosowanie negatorów lub bramek Schmitta.



Rys. 4 Układ opóźniający oba zbocza przebiegu

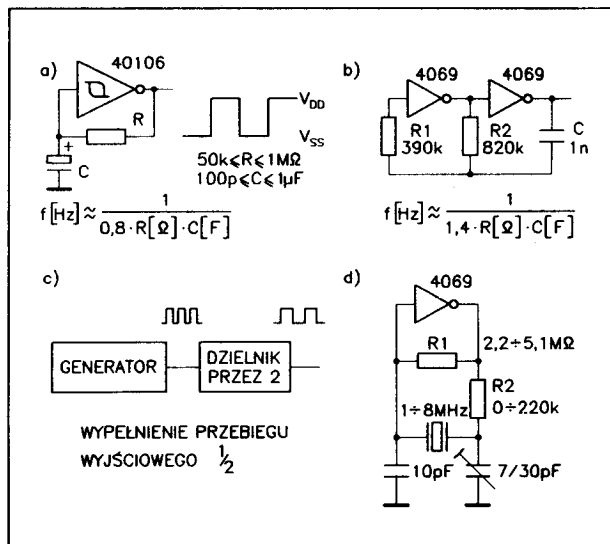
W układach opóźniających należy się liczyć z różnym czasem opóźnienia zbocza narastającego i opadającego. Sytuacja taka ma miejsce w przypadku jeżeli napięcie przełączania nie jest równe połowie napięcia zasilania. Problem ten można usunąć stosując modyfikację układu przedstawioną na rys. 4b. Potencjometr P umożliwia regulację opóźnienia zboczy tak, aby było ono jednakowe. Kolejną wersję tego układu przedstawiono na rys. 5.

Rozwiązanie to pozwala na wprowadzenie opóźnienia jednego ze zboczy sygnału. Drugie zbocze jest opóźniane minimalnie za sprawą pojemnościowego obciążenia wyjścia bramki sterującej. Dlatego też w tym układzie zaleca się stosowanie małych wartości kondensatora C.



Rys. 5 Układ opóźniający jedno zbocze przebiegu

Ostatnim z omawianych sposobów nietypowego wykorzystania negatorów są układy generatorów (rys. 6). Pierwszy z generatorów (rys. 6a) pracuje w układzie z negatorem Schmitta. Pozwala on na generację przebiegów w zakresie od ok. 2 Hz do 500 kHz. Wzór określający częstotliwość generacji jest przybliżony. Wartość rzeczywista może się różnić o ok. 10% od wartości obliczonej za sprawą rozrzutu poziomów przełączania. Stabilność temperaturowa generatora także nie jest zbyt duża. Nadaje się on do pracy w prostych układach które nie wymagają dużej dokładności. Wypełnienie przebiegu wyjściowego może się znacznie różnić od 1/2. Mankament ten można wyeliminować stosując większą częstotliwość pracy generatora i umieszczając na jego wyjściu dzielnik częstotliwości przez dwa (rys. 6c).



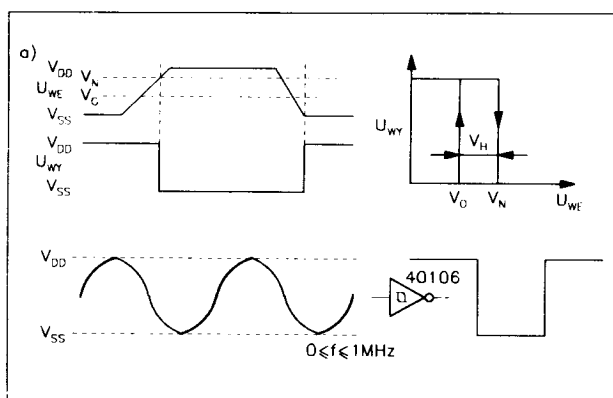
Rys. 6 Układy generatorów RC i generatora kwarcowego

Drugi z generatorów (rys. 6b) wykorzystuje dwa negatory. Wartość rezystancji R1 powinna być co najmniej dwa razy mniejsza od wartości rezystancji R2. Dla

podanych na schemacie wartości elementów częstotliwość generacji wynosi ok. 1 kHz. Częstotliwość generacji można, w bardzo dużym przybliżeniu obliczyć na podstawie wzoru: $f [\text{Hz}] = 1/(1,4 \cdot R2 [\Omega] \cdot C [\text{F}])$. Dla dokładnej regulacji częstotliwości można szeregowo z rezystorem R2 umieścić potencjometr.

Generator kwarcowy można zbudować w oparciu o układ przedstawiony na rysunku 6d. Negator pracuje tu jako wzmacniacz liniowy, co osiągnięto przez włączenie rezystora R1. Trymer pozwala na dokładną regulację częstotliwości pracy generatora. Dla podanych wartości elementów można stosować rezonatory o częstotliwości pracy od 1 MHz do 8 MHz.

Wcześniej wspomniano o negatorach i bramkach Shmitta. Charakterystyka przejściowa tych układów ma pętlę histerezy (rys. 7a). Podstawowym zadaniem stawianym funktorom z wejściami Shmitta jest zamiana wolnozmiennych sygnałów wejściowych na sygnały cyfrowe o szybkim czasie narostu rys. 7b.



Rys. 7 Charakterystyki przejściowe negatorów z wejściami Schmitta

Zmiana stanów negatora lub bramki dla zbocza narastającego następuje przy przekroczeniu przez napięcie wejściowe progu U_n , który jest wyższy niż połowa napięcia zasilania. Podczas opadającego zbocza zmiana następuje podczas przekroczenia przez napięcie progu U_o , niższego niż połowa napięcia zasilania. Różnica napięć pomiędzy progami U_n i U_o nazywa się szerokością pętli histerezy U_H . Funktory z wejściami Schmitta charakteryzują się większą odpornością na zakłócenia niż zwykłe bramki. W tabeli 1 podano napięcia progów, przy których następuje przełączanie negatorów CD 40106 i bramek CD 4093 z wejściami Schmitta.

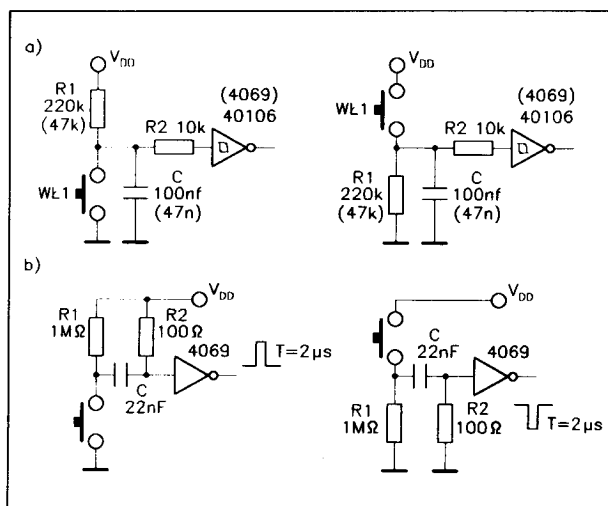
Oprócz opisanych wcześniej zastosowań funktorów z wejściami Schmitta na rysunku 8a przedstawiono układ eliminujący drgania styków przełącznika mechanicznego. Układy takie są niezbędne, gdyż po zmianie położenia przełącznika styki wykonują drgania trwające

nawet do 10 ms. Bezpośrednie połączenie przełącznika z wejściem bramki może doprowadzić do wielokrotnej zmiany stanu wyjściowego przy pojedynczym przełączeniu.

Tabela 1

	Napięcie zasilania		
	5 V	10 V	15 V
napięcie progu U_n	2,9 V	5,9 V	8,8 V
napięcie progu U_o	1,9 V	3,9 V	5,8 V

W układzie z rys. 8a można stosować także zwykłe negatory lub bramki, pod warunkiem, że współpracujące z nimi przełączniki są dobrej jakości (mają krótkie czasy drgań styków $T_d \leq 2 \text{ ms}$). Dostępne na rynku mikrowłóczniki spełniają powyższe wymagania.



Rys. 8 Układy eliminacji drgań styków

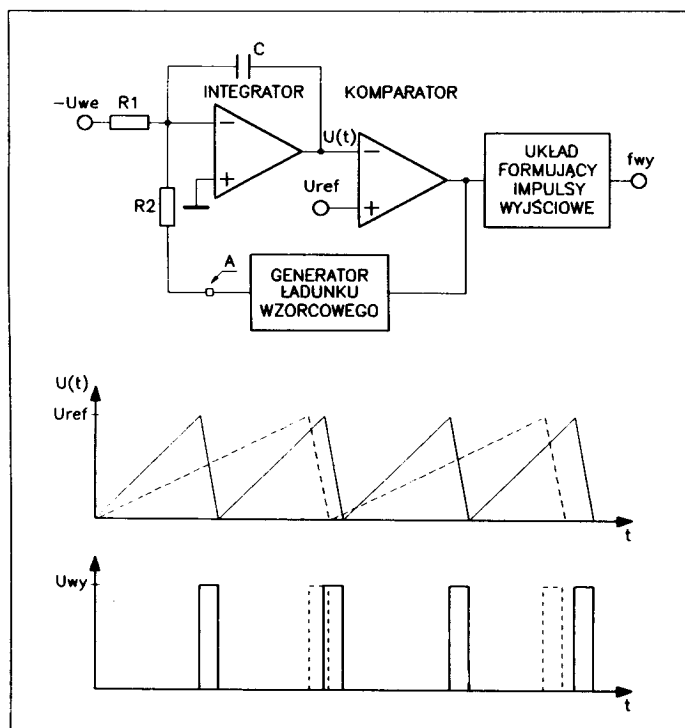
W większości przypadków rezystor R2 może zostać z powodzeniem pominięty. Wartości elementów podane w nawiasach odnoszą się do zwykłych bramek i nie jest wskazane ich zwiększanie.

W układach w których do sterowania wystarczy krótki impuls można zastosować rozwiązanie przedstawione na rys. 8b, wystarczy tu zastosowanie zwykłych bramek. Zwarcie styku powoduje wygenerowanie krótkiego impulsu o czasie trwania ok. $2 \mu\text{s}$, określonym stałą czasową obwodu R2 C. Ewentualne drgania styków po naciśnięciu przycisku nie mają wpływu na na stan wyjściowy, ponieważ kondensator C musi zostać rozładowany w obwodzie R1 C, którego stała czasowa (ok. 20 ms.) jest znacznie dłuższa niż czas drgania styków.

Ciąg dalszy w następnym numerze.

Przetwornik napięcie – częstotliwość

Artykuł ten opisuje zastosowanie układu scalonego XR 4151 do budowy przetwornika zmieniającego napięcie stałe na proporcjonalną do niego wartość częstotliwości. Częstotliwość może być zmierzona przez częstotlicznik. Jest to więc prosty sposób na zbudowanie woltomierza cyfrowego. Możliwości tego małego układu scalonego są jednak większe. Pozwala on także na zamianę przebiegu prostokątnego na proporcjonalne do częstotliwości napięcie. Zatem można zbudować bardzo prosty i tani częstotlicznik. Niska cena układu (ok. 25.000 zł) zachęca do eksperymentów.



Rys. 1 Zasada działania przetwornika napięcie-częstotliwość

Obecnie w woltomierzach cyfrowych stosuje się kilka metod przetwarzania analogowo-cyfrowego. Należą do nich:

1. przetwarzanie czasowo-impulsowe, w którym mierzone napięcie zamieniane jest w przedział czasu, proporcjonalny do wartości tego napięcia
2. przetwarzanie kompensacyjne polegające na porównaniu napięcia mierzonego z regulowanym w sposób dyskretny wzorcem
3. przetwarzanie w oparciu o metody analogowego lub cyfrowego całkowania
 - a) metoda podwójnego lub poczwórnego całkowania
 - b) metoda z przetwarzaniem napięcia na częstotliwość
4. przetwarzanie metodami mieszanymi kompensacyjno-całkowymi

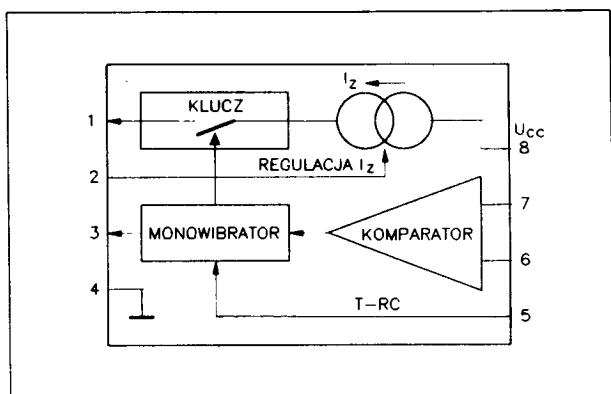
Pierwsza z metod jako najmniej dokładna dziś nie jest praktycznie stosowana (błąd przetwarzania ok. 0,1%).

Przetwarzanie kompensacyjne zapewnia największą dokładność (ok. 0,0001%), co okupione jest jednak komplikacją układu. Do wad tych woltomierzy można zaliczyć małą odporność na zakłócenia sieciowe przenikające wraz z mierzonym napięciem, a do zalet dużą szybkość pomiaru. Przetwarzanie metodą podwójnego lub poczwórnego całkowania (stosowane jest także całkowanie potrójne) jest metodą najbardziej rozpowszechnioną, doskonale nadającą się do scalenia. Błąd przetwarzania wynosi ok. 0,002%. Do zalet tej metody można zaliczyć bardzo dużą odporność na zakłócenia pochodzące od sieci energetycznej, oraz stosunkowo prostą możliwość automatycznego zerowania. Do grupy przetworników całkujących zalicza się też bezpośredni przetwornik napięcia na częstotliwość, który zostanie opisany dokładniej.

Na rysunku 1 przedstawiono budowę przetwornika napięcie-częstotliwość. Składa się on z integratora (układu całkującego), komparatora i generatora ładunku wzorcowego. Załóżmy, że w chwili początkowej napięcie w punkcie A wynosi 0 V, a napięcie na kondensatorze C także 0 V. Na wejście integratora doprowadzone jest ujemne napięcie mierzone U_{we} . Napięcie wyjściowe integratora narasta liniowo, aż do chwili zrównania się z napięciem referencyjnym U_{ref} . Impuls z wyjścia komparatora włącza układ generatora ładunku. Ładunek ten pozwala na szybkie rozładowanie kondensatora całkującego C do wartości początkowej 0 V. Wymagane jest przy tym aby wartość rezystora R2 była dużo mniejsza od wartości rezystora R1. Z wyjścia komparatora sterowany jest także układ formujący impulsy wyjściowe. Po rozładowaniu kondensatora C jest ponownie ładowany przez napięcie wejściowe i cały cykl powtarza się.

W zależności od wartości napięcia wejściowego proces ładowania kondensatora C do wartości napięcia referencyjnego odbywa się w różnym czasie. Dla napięć wyższych czas ten jest krótszy (linia ciągła na rys. 1), a dla napięć mniejszych dłuższy (linia przerywana na rys. 1), pociąga to za sobą zmianę częstotliwości impulsów wyjściowych. Liczba impulsów w jednostce czasu może być miarą napięcia wejściowego.

Przy podawaniu parametrów przetworników U/f spotyka się pojęcie nachylenia przemiany, określające czułość przetwornika. Na przykład nachylenie przemiany wynoszące 1 kHz/V określa, że zmiana napięcia wejściowego o 1 V spowoduje zmianę częstotliwości wyjściowej o 1 kHz. Pojęcie tego nie wolno mylić z zakresem przetwarzanych napięć.



Rys. 2 Schemat blokowy Układu scalonego XR 4151

Na rysunku 2 przedstawiono schemat blokowy układu scalonego XR4151. Zamiast generatora ładunku zastosowano w nim kluczowane źródło prądowe, o regulowanym prądzie wyjściowym. Podstawowe parametry układu podano poniżej:

Napięcie zasilania	$+8 \div 22V$
Prąd zasilania ($U_{CC} = 15V$)	4,5 mA typ.
Napięcie wejściowe (nóżka 7)	$-0,2 \div +V_{CC}$
Liniowość, z zewnętrznym integratorem	0,05% typ.
Prąd źródła prądowego	100 μA typ.
Stabilność temperaturowa	± 100 ppm/ $^{\circ}C$ typ.
Wejściowe napięcie niezrównoważenia komparatora	10 mV max. (5 mV typ.)
Wejściowy prąd niezrównoważenia komparatora	± 100 nA max. (50 nA typ.)

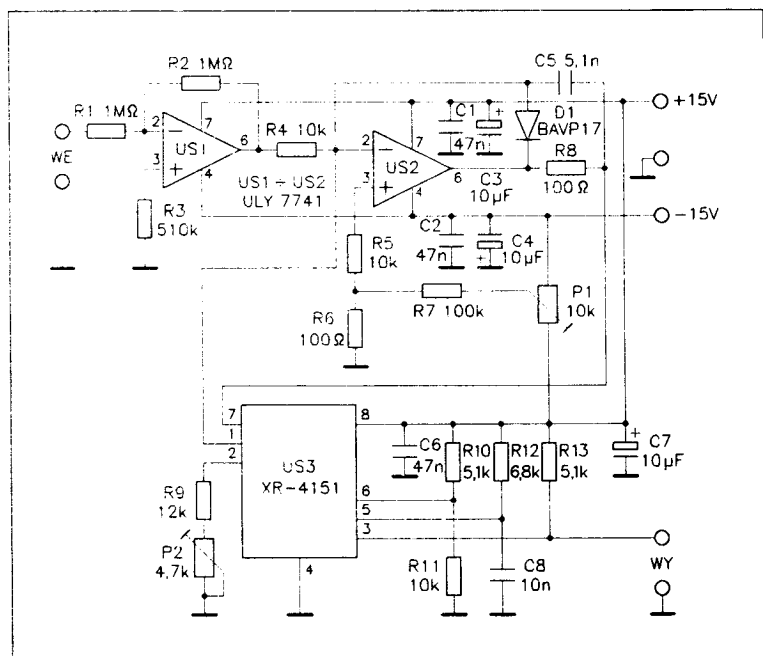
Opis układu

Schemat przetwornika napięcie-częstotliwość przedstawiono na rysunku 3. W przedstawionym rozwiązaniu układ XR 4151 pracuje z zewnętrznym integratorem. Zastosowanie dodatkowego integratora pozwala na osiągnięcie liniowości przetwarzania na poziomie 0,05%, przy zakresie napięć wejściowych $0 \div 1V$. Nachylenie przetwarzania wynosi dla podanych na schemacie wartości elementów 10 kHz/V.

Na wejściu układu zastosowano wzmacniacz operacyjny US1 o wzmocnieniu równym -1 . Zatem odwraca on fazę napięcia wejściowego. Zewnętrzny integrator zbudowano na wzmacniaczu US2. Stała czasowa integratora określona jest przez wartości elementów R4 i C5. Kondensator C5 powinien charakteryzować się małymi wartościami prądu upływu (małą stratnością), oraz dużą stabilnością temperaturową pojemności. Najlepiej do tego celu nadają się krajowe kondensatory styrofkowe typu KSF. W układzie integratora zastosowano precyzyjny układ zerowania z potencjometrem P1.

Z wyjścia integratora napięcie doprowadzone jest do jednego z wejść komparatora układu US3 (nóżka 7). Na drugie wejście komparatora (nóżka 6) podano napięcie z dzielnika rezystorowego R10, R11. Dioda D1 zabezpiecza wejście układu US3 przed pojawieniem się napięcia ujemnego, które może uszkodzić układ.

Zewnętrzne elementy R12 i C8 decydują o szerokości impulsu włączającego źródło prądowe. Wymagania stawiane kondensatorowi C8 są analogiczne jak w przypadku kondensatora pracującego w integratorze. Wykajność prądowa źródła jest regulowana przy pomocy potencjometru P2. Regulacja ta odpowiada za nachylenie przetwarzania.



Rys. 3 Schemat ideowy przetwornika napięcie-częstotliwość

Wyjście układu (nóżka 1 US3) dołączone jest do wejścia integratora, umożliwiając tym samym rozładowanie kondensatora C5 prądem źródła sterowanego przez komparator.

Na nóżce 3 układu US3 wyprowadzony jest przebieg prostokątny o częstotliwości wprost proporcjonalnej do napięcia wejściowego. Wyjście to jest typu otwarty kolektor, tak więc zwarcie do masy nie powoduje uszkodzenia układu.

W opisanym przetworniku możliwe jest uzyskanie innych wartości nachylenia przetwarzania, oraz inny zakres napięć wejściowych. Poniżej podano odpowiednie wzory pozwalające na obliczenie wartości tych elementów. Do obliczeń potrzebne są dwie dane: częstotliwość wyjściowa f_0 przy maksymalnym napięciu wejściowym U_{we} .

$$C5 [nF] = \frac{50}{f_0 [kHz]}$$

$$R12 [k\Omega] \cdot C8 [nF] = \frac{680}{f_0 [kHz]}$$

gdzie: $6,8 k\Omega < R12 < 680 k\Omega$

$1 nF < C8 < 1 \mu F$

$R4 [k\Omega] = R5 [k\Omega] = 10 \cdot U_{we} [V]$

Dla przykładu wartości poszczególnych elementów w przetworniku o maksymalnej częstotliwości wyjściowej 100 kHz, dla maksymalnego napięcia wyjściowego 10 V wynoszą:

$C5 = 0,5 nF$

$C8 = 1 nF$

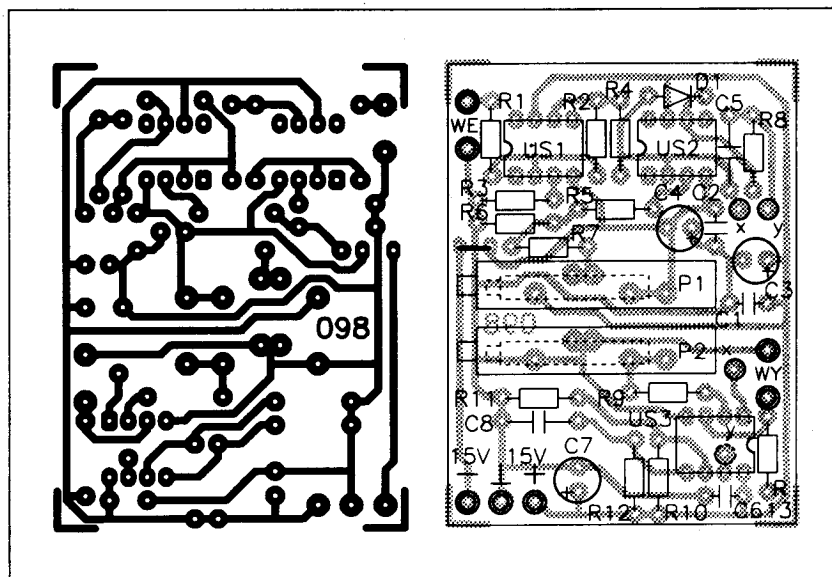
$R12 = 6,8 k\Omega$

$R4 = R5 = 100 k\Omega$

Szerokość impulsu wyjściowego T (nóżka 3 US3) można obliczyć według wzoru:

$$T [\mu s] = 1,1 \cdot R12 [k\Omega] \cdot C8 [nF]$$

Zakres częstotliwości wyjściowych wynosi od 1 Hz do 100 kHz. Dla częstotliwości powyżej 10 kHz wejście komparatora (nóżka 6) powinno być blokowane kondensatorem 10 nF do masy. Na płytce drukowanej nie przewidziano miejsca na ten kondensator. Można go przylutować od strony druku bezpośrednio do nóżek układu scalonego.



Rys. 4 Schemat płytki drukowanej i rozmieszczenie elementów przetwornika napięcie-częstotliwość

Montaż i uruchomienie

Układ przetwornika zmontowano na płytce drukowanej. Punkty oznaczone jako "x" i "y" połączono odcinkami przewodu izolowanego. W modelowym rozwiązaniu zastosowano potencjometry dwudziestoobrotowe produkcji TELPOD Kraków, które mogą zostać zastąpione odpowiednikami zagranicznymi np.: Helitrim, Trimpot lub Beckman. W tym celu na płytce drukowanej przewidziano dodatkowe otwory pod potencjometry innych typów. Dla zachowania wysokiej dokładności przetwarzania 0,05%, nie wskazane jest stosowanie zwykłych potencjometrów montażowych. Z tych samych względów kondensatory C5 i C8 powinny być zgodne z wykazem elementów.

Przetwornik zasilany jest napięciem stabilizowanym $\pm 15 V$. Pobór prądu ze źródła napięcia dodatniego wynosi ok. 10 mA, a ze źródła napięcia ujemnego ok. 5 mA.

Do regulacji przetwornika potrzebny jest miliwoltomierz i częstotłomierz. Można w tym celu wykorzystać miliwoltomierz zbudowany na układzie C 520D (PE 4/92); ICL 7107 (PE 2/93), oraz częstotłomierz (PE 9/93 i 10/93) nawet bez układów wejściowych, gdyż poziomy napięć w obu urządzeniach są takie same.

Podając na wejście przetwornika U/f napięcie 10,00 mV potencjometrem P1 ustawia się wartość częstotliwości wyjściowej na 100 Hz. Następnie do wejścia doprowadza się napięcie 1,000 V i potencjometrem P2 reguluje częstotliwość wyjściową na 10 kHz. Regulacje te są wzajemnie zależne i należy powtórzyć je kilka razy. Regulację można przeprowadzić po ok. 10 minutach od włączenia zasilania.

Wykaz elementów

US1, US2	- ULY 7741 (μA 741)
US3	- XR 4151
D1	- BAVP 17÷21 (1N4148)
R1, R2	- $1 M\Omega/0,125W$
R3	- $510 k\Omega/0,125W$
R4, R5, R11	- $10 k\Omega/0,125W$
R6, R8	- $100 \Omega/0,125W$
R7	- $100 k\Omega/0,125W$
R9	- $12 k\Omega/0,125W$
R10, R13	- $5,1 k\Omega/0,125W$
R12	- $6,8 k\Omega/0,125W$
P1	- $10 k\Omega$ typ CT 32 (dwudziestoobrotowy)
P2	- $4,7 k\Omega$ typ CT 32 (dwudziestoobrotowy)
C1, C2, C6	- 47 nF typ KFP
C3, C4, C7	- $10 \mu F/16 V$ typ 04/U
C5	- 5,1 nF/63 V 5% typ KSF-020-ZM
C8	- 10 nF/63 V 5% typ KSF-020-ZM

płytką drukowaną numer 089

Płytką drukowaną wysyłana jest za zaliczeniem pocztowym.
Cena: 6.900 zł + koszty wysyłki.

◇ mgr inż. Dariusz Cichoński

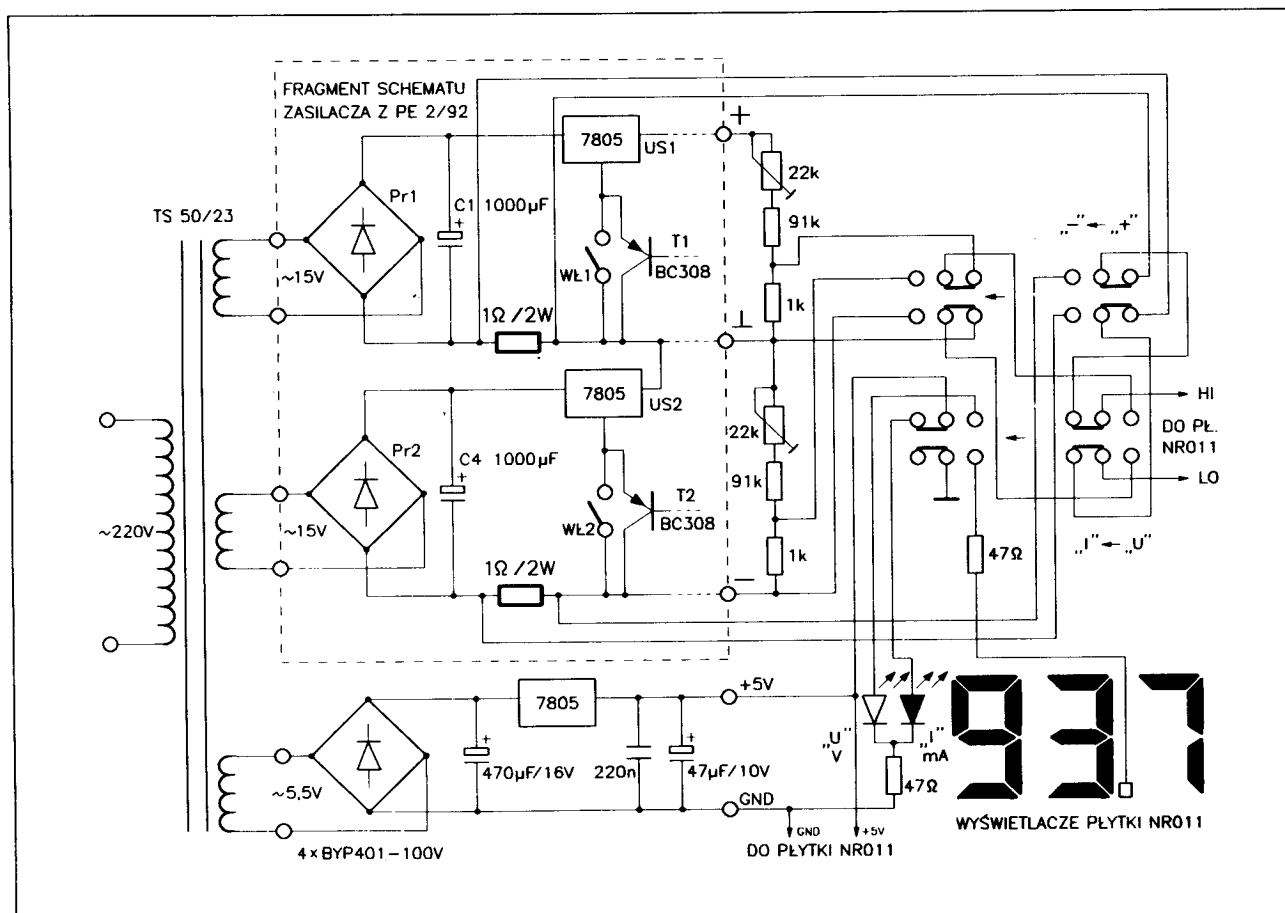
Zasilacz – modyfikacja

W artykule przedstawiono modyfikację prostego zasilacza laboratoryjnego opisanego w numerze 2/92 Praktycznego Elektronika. Zasilacz wyposażono w woltomierz umożliwiający pomiar napięcia i prądu wyjściowego. Materiał do tego artykułu nadesłał jeden ze stałych Czytelników naszego miesięcznika. Zachęcamy innych Czytelników do podzielenia się swoimi pomysłami dotyczącymi rozbudowy, lub innego zastosowania urządzeń publikowanych na łamach Praktycznego Elektronika. Najciekawsze opracowania zostaną wydrukowane w następnych numerach pisma.

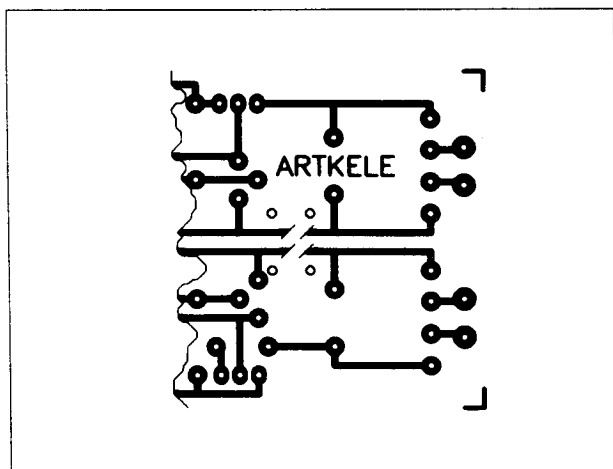
Po przeczytaniu artykułu pod tytułem Zasilacz stabilizowany $\pm 6 \div 15 \text{ V} / 1 \text{ A}$ postanowiłem zbudować zasilacz. Zachęcił mnie do tego bardzo prosty schemat, oraz niski koszt elementów. Największe kłopoty sprawiło mi kupno odpowiedniego transformatora. Zasilacz sprawuje się bardzo dobrze i jestem z niego zadowolony. Jednak posiada on kilka mankamentów. Najbardziej dokuczliwe to: brak możliwości kontroli napięcia wyjściowego i prądu. Oprócz tego trudna jest precyzyjna regulacja napięć wyjściowych.

Ten ostatni problem rozwiązałem w bardzo prosty sposób zastępując potencjometry PRP 167 potencjometrami dziesięcio-obrotowymi (osiowymi) typu DM-102-655 produkcji firmy TELPOD. W artykule zastosowano potencjometry 10 k Ω , ja natomiast kupiłem potencjometry 22 k Ω . Trochę kłopotu sprawiło mi dobranie rezystorów R1 i R2, ale po kilku próbach dobrałem ich wartości (R1 – 12 k Ω , R2 – 560 Ω). Po tej przeróbce, mogłem już precyzyjnie regulować napięcie wyjściowe.

Pomiar napięcia i prądu wyjściowego rozwiązałem przez zastosowanie miliwoltomierza cyfrowego na układzie C 520D z artykułu pod tytułem: "Miliwoltomierz cyfrowy". Do zasilania woltomierza zastosowałem dodatkowe uzwojenie transformatora. Maksymalne napięcie wejściowe opisanego miliwoltomierza wynosi 999 mV, dlatego też zastosowałem dwa dodatkowe dzielniki napięcia wyjściowego zasilacza. Jeden do napięć dodatnich, a drugi do napięć ujemnych. Potencjometry montażowe pozwalają na dokładną regulację wskazań. Przełącznik typu ISOSTAT oznaczony +/- pozwala na pomiar napięcia dodatniego lub ujemnego.



Rys. 1 Schemat podłączenia miliwoltomierza do zasilacza



Rys. 2 Miejsce podłączenia dodatkowych rezystorów 1 Ω na płytce drukowanej zasilacza

Do pomiaru prądu wyjściowego konieczne było przerwanie ścieżek na płytce drukowanej (rys. 2) i wlutowanie dodatkowych rezystorów 1 Ω/2 W (na schemacie zaznaczono je grubą linią). Napięcia z tych rezystorów doprowadziłem także do przełącznika +/-. W ten sposób można mierzyć prądy pobierane z wyjścia dodatniego i ujemnego. Drugi ISOSTAT U/I pozwala na wybór pomiaru: prąd/napięcie. Dodatkowo włącza on jedną z diod świecących, które sygnalizują rodzaj pomiaru. Amperomierz pokazuje prąd w mA, w zakresie od 0 mA do 999 mA. Dla woltomierza ISOSTAT U/I włącza przecinek na wyświetlaczu. Wskazania woltomierza wynoszą od 5,0 V do 15,0 V.

Jeżeli to możliwe proszę wyjaśnić mi dlaczego włączenie potencjometru w układzie rezystora regulowanego pozwala na liniową zmianę napięcia wyjściowego. Proszę także o opracowanie zasilacza laboratoryjnego o napięciu wyjściowym 0÷30 V i prądzie 5 A.

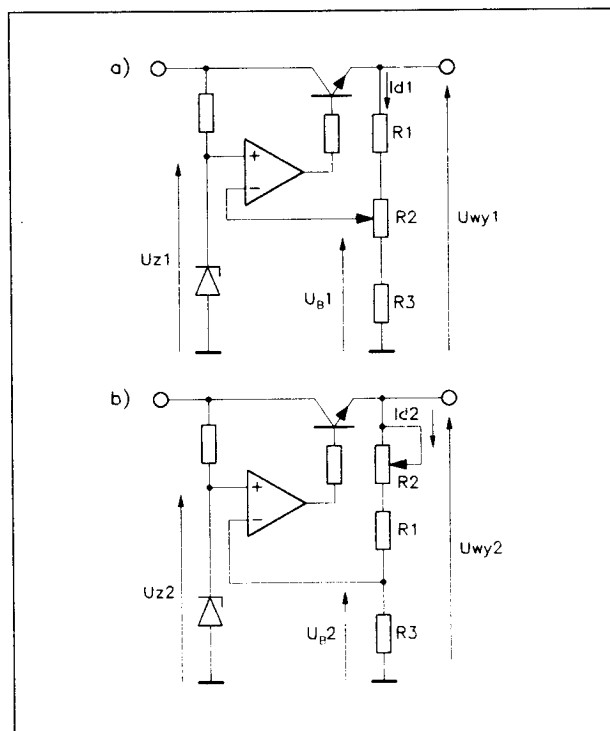
◇ Marcin Antkowiak

Od redakcji

Opisany przez Czytelnika układ jest ciekawy i spełnia swoje funkcje. Jednakże pomiar prądu nie jest zbyt dokładny. Przez rezystor pomiarowy 1 Ω przepływa bowiem prąd spoczynkowy stabilizatora 7805 o wartości ok. 4 mA, oraz prąd dzielnika ok. 0,5 mA. Dlatego też amperomierz będzie pokazywał wartość ok. 4,5 mA nawet bez pobierania prądu wyjściowego. W naszym odczuciu nie stanowi to większego mankamentu, gdyż wartość "spoczynkową" prądu zawsze można odjąć od wskazań w przypadku dokładniejszych pomiarów. W prosty sposób nie można wyeliminować tego zjawiska. Umieszczenie rezystora w innym punkcie układu nie wchodzi w rachubę, gdyż przy prądzie 1 A odkłada się na nim napięcie 1 V. Jedynym rozwiązaniem byłoby zastosowanie rezystora 0,1 Ω i dodatkowego wzmacniacza.

Pytanie z jakim zwraca się Czytelnik nie jest odosobnione i opiszemy tu dokładnie zagadnienie regulacji

napięcia w zasilaczach. Dotyczy to wszystkich zasilaczy o regulacji ciągłej.



Rys. 3 Schemat ilustrujący zasadę regulacji napięcia wyjściowego zasilacza

Na rysunku 3a przedstawiono uproszczony schemat zasilacza regulowanego. Zasada pracy tego układu polega na tym, że wzmacniacz operacyjny steruje w taki sposób tranzystorem szeregowym aby napięcie wyjściowe U_{wy1} po podzieleniu przez dzielnik $R1, R2, R3$ miało wartość U_{B1} równą napięciu referencyjnemu U_{Z1} . Zakładamy dla dalszych rozważań, że wejście odwracające wzmacniacza operacyjnego nie pobiera prądu, co jest bliskie prawdy i nie wpływa w sposób znaczący na wynik. Można to zapisać w postaci wzoru:

$$U_{Z1} = U_{B1} = \frac{R3 + \alpha \cdot R2}{R1 + R2 + R3} \cdot U_{wy1},$$

gdzie $0 \leq \alpha \leq 1$, określa położenie ślizgacza potencjometru. Dla dolnego położenia $\alpha = 0$, a dla górnego $\alpha = 1$. Po przekształceniu otrzymujemy zależność napięcia wyjściowego w funkcji położenia ślizgacza:

$$U_{wy1} = \frac{R1 + R2 + R3}{R3 + \alpha \cdot R2} \cdot U_{Z1}$$

Jak widać z powyższego wzoru napięcie wyjściowe nie jest funkcją liniową położenia ślizgacza (argument funkcji znajduje się w mianowniku). Dokładnie mówiąc napięcie wyjściowe zmienia się hiperbolicznie. Tak więc nie pomoże tu nawet potencjometr logarytmiczny lub wykładniczy.

Po zmodyfikowaniu schematu zasilacza (rys. 3b) odpowiednie równania mają postać:

$$U_{Z2} = U_{B2} = \frac{R3}{R1 + R3 + \alpha \cdot R2} \cdot U_{wy2},$$

a po przekształceniu:

$$U_{wy2} = \frac{R1 + R3 + \alpha \cdot R2}{R3} \cdot U_{Z2}$$

To równanie jest najzwyczajszym równaniem liniowym, zatem problem regulacji został rozwiązany. Tak samo jak w poprzednich wzorach $\alpha = 0$ w położeniu dolnym ślizgacza potencjometru i $\alpha = 1$ w położeniu górnym. Maksymalne napięcie wyjściowe osiąga się dla $\alpha = 1$, a minimalne dla $\alpha = 0$.

Rodzi się pytanie w jaki sposób obliczyć wartości rezystorów, mając zadane U_{wymax} , U_{wymmin} , oraz U_Z .

Do obliczeń potrzebne jest dodatkowe założenie wartości prądu I_d płynącego przez rezystory $R1 \div R3$. W praktyce przyjmuje się wartość tego prądu równą $0,5 \div 1$ mA, co pozwala z obliczeń wyeliminować prąd pobierany przez wejście wzmacniacza operacyjnego, który jest o ok. dwa rzędy wielkości mniejszy. Podejście czysto matematyczne do rozwiązania problemu sprawdzi nas na manowce, bowiem możemy otrzymać wartość potencjometru np. 17 k Ω , a jak powszechnie wiadomo potencjometry produkowane są w szeregu E3 – 1; 2,2; 4,7 (patrz artykuł pt. "Elementy bierne – oznaczenia cz. 1" PE 4/93). Dlatego też potrzebne jest odpowiednie postępowanie.

W pierwszej kolejności obliczamy wartość potencjometru $R2_o$, dla założonego prądu dzielnika I_{dz} :

$$R2_o[k\Omega] = \frac{U_{wymax} [V] - U_{wymmin} [V]}{I_{dz} [mA]}$$

Przyjmujemy najbliższą produkowaną wartość rezystancji potencjometru $R2$ i obliczamy na jej podstawie prąd I_{do} jaki popłynie przez dzielnik w którym zastosujemy ten potencjometr:

$$I_{do}[mA] = \frac{U_{wymax} [V] - U_{wymmin} [V]}{R2 [k\Omega]}$$

Dalsze obliczenia można przeprowadzić wg. poniższych wzorów:

$$R3 [k\Omega] = \frac{U_Z [V]}{I_{do} [mA]}$$

$$R1 [k\Omega] = \frac{U_{wymmin} [V] - U_Z [V]}{I_{do} [mA]}$$

Wartości rezystorów $R3$ i $R1$ mogą także być nietypowe. W większości przypadków wystarczy jednak przyjąć najbliższe wartości produkowane. Jeżeli jednak konieczna jest większa dokładność regulacji pozostaje tylko szeregowo połączenie tych rezystorów z potencjometrami montażowymi. W takim przypadku wartość rezystora powinna wynosić ok. 85% wartości obliczonej, a wartość potencjometru montażowego ok. 30% wartości rezystora. Takie założenia pozwolą uzyskać wystarczający zakres regulacji.

Powyższe wywody zilustrujemy przykładem.

Chcemy zaprojektować zasilacz o regulowanym napięciu wyjściowym od 7 V do 21 V. Napięcie diody Zenera wynosi 5,1 V. Zakładamy prąd dzielnika równy 1 mA.

$$R2 [k\Omega] = \frac{21 V - 7 V}{1 mA} = 14 k\Omega,$$

Przyjmujemy wartość $R2$ równą 10 k Ω – najbliższą produkowaną wartość potencjometru.

$$I_{do} [mA] = \frac{21 V - 7 V}{10 k\Omega} = 1,4 mA$$

$$R3 [k\Omega] = \frac{5,1 V}{1,4 mA} = 3,64 k\Omega$$

Przyjmujemy wartość $0,85 \cdot 3,64 k\Omega \approx 3,0 k\Omega$, a wartość potencjometru $0,3 \cdot 3,0 k\Omega \approx 1,0 k\Omega$.

$$R1 [k\Omega] = \frac{7 V - 5,1 V}{1,4 mA} = 1,36 k\Omega$$

Przyjmujemy wartość $0,85 \cdot 1,36 k\Omega \approx 1,2 k\Omega$, a wartość potencjometru $0,3 \cdot 1,2 k\Omega \approx 470 \Omega$.

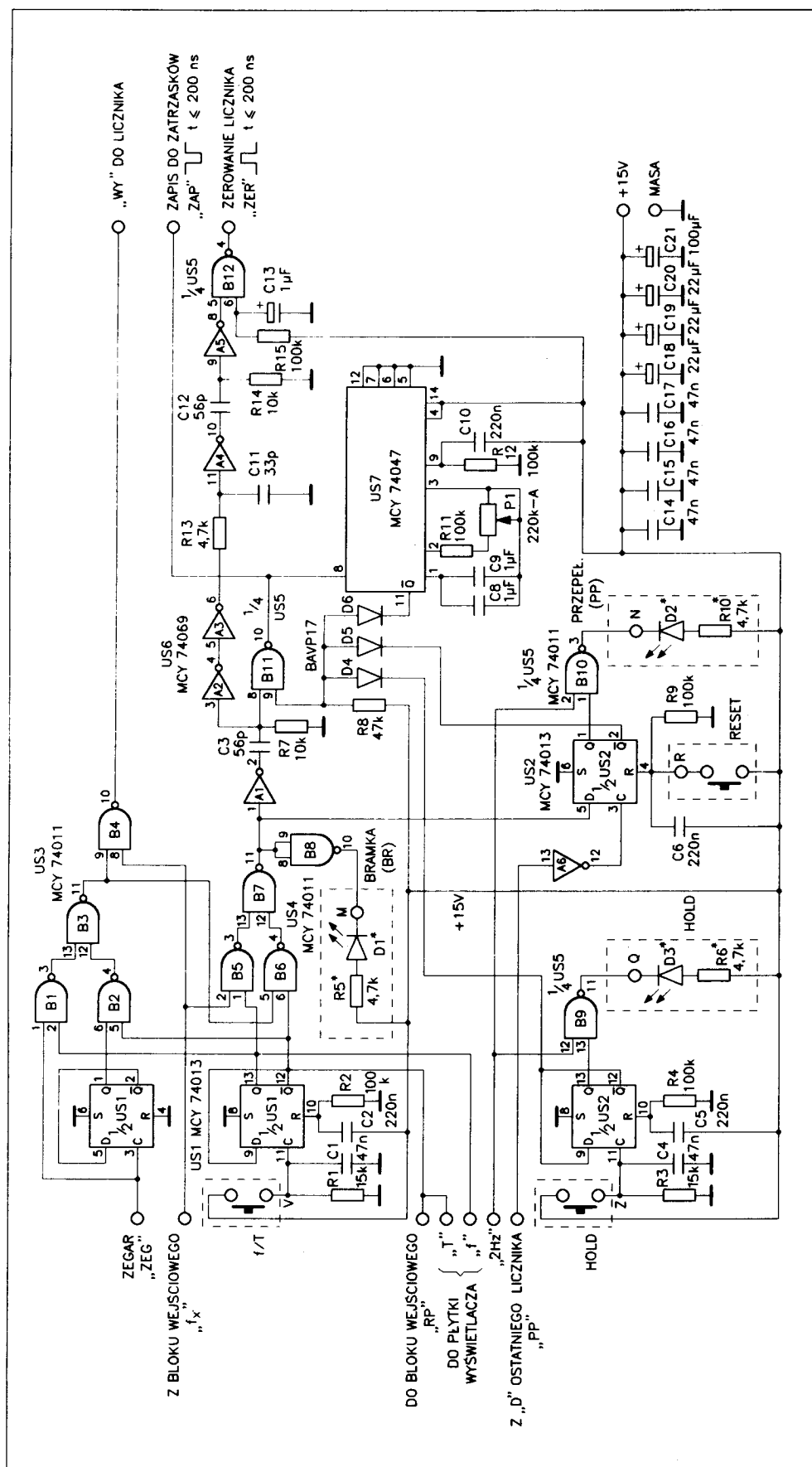
Jak widać obliczenia są bardzo proste. Należy jednak zwrócić uwagę, że minimalne napięcie wyjściowe w tym układzie jest równe napięciu diody Zenera. W takim przypadku wartość $R1 = 0$. Życzymy powodzenia przy prowadzeniu obliczeń.

◇ Redakcja

Częstościomierz cz. 2

Praca wszystkich bloków częstościomierza synchronizowana jest przez blok sterowania. Podstawowe funkcje tego bloku to: doprowadzenie impulsów do licznika przez ściśle określony czas, oraz wytworzenie impulsów zapisu i zerowania licznika. Pozostałe funkcje zwiększają komfort obsługi urządzenia. Można do nich

zaliczyć: zapamiętywanie wyniku wraz z sygnalizacją (HOLD), regulację częstotliwości powtarzania pomiaru, sygnalizację przekroczenia zakresu (PP) wraz z zerowaniem, sygnalizację otwarcia bramki pomiarowej. Mając na celu maksymalne uproszczenie konstrukcji mechanicznej przyrządu, układy elektroniczne zaprojektowano w taki sposób, aby sterowanie pracą tego bloku mogło odbywać się przy pomocy mikrowłóczników.



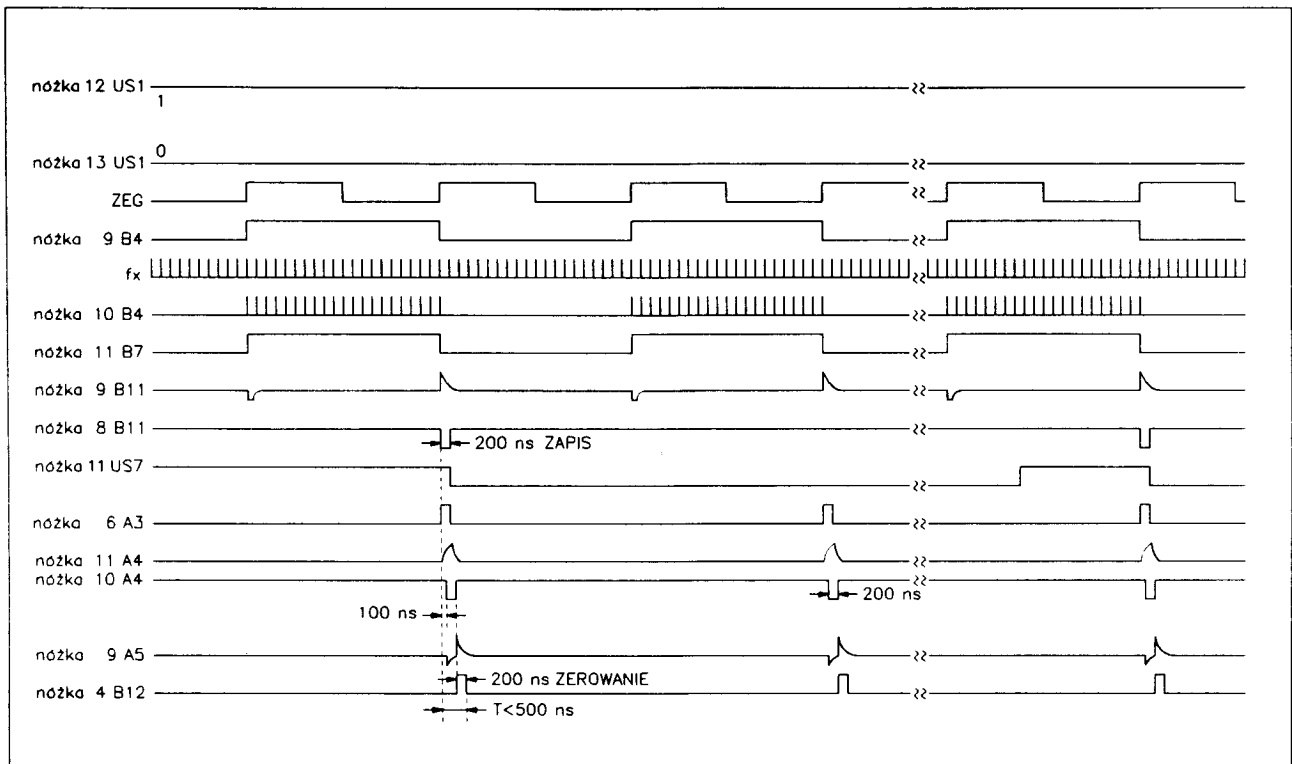
Rys. 1 Schemat ideowy bloku sterowania

Opis układu

Schemat ideowy bloku sterowania zamieszczono na rys. 1. Niektóre elementy tego bloku (obwiedzione linią przerywaną) zostały zamontowane na płytce wyświetlaczy. Zdecydowały o tym względy konstrukcji mechanicznej. Jednakże są one integralnie związane z blokiem sterowania, dlatego też umieszczono je na schemacie ideowym, co znacznie ułatwi zapoznanie się z zasadą działania układu.

Praca bloku sterowania zostanie opisana w pierwszej kolejności dla pomiaru częstotliwości. Rodzaj pracy urządzenia (częstościomierz/czasomierz) wybierany jest włącznikiem f/T. Wciśnięcie tego przełącznika doprowadza jedynie logiczną do wejścia przerzutnika typu D (11 nóżka US1), zmieniając stan jego wyjść na przeciwny, gdyż przerzutnik ten mając połączone wyjście zanegowane z wejściem D pracuje jako dzielnik przez dwa. Elementy R1 i C1 eliminują oscylację na wejściu przerzutnika wynikające z odbić styków w momencie przelatania. Jeżeli wyjście Q przerzutnika jest w stanie niskim wówczas przyrząd mierzy częstotliwość. Stan wysoki na wyjściu Q przerzutnika powoduje przetłoczenie na pomiar czasu.

W momencie włączenia zasilania prąd ładujący kondensator C2 wytwarza na rezystorze R2 dodatni impuls napięciowy, doprowadzony do wejścia R, który zeruje przerzutnik. Zatem urządzenie po włączeniu zasilania zawsze ustawi się na takim samym zakresie (pomiar częstotliwości; 000000. MHz).

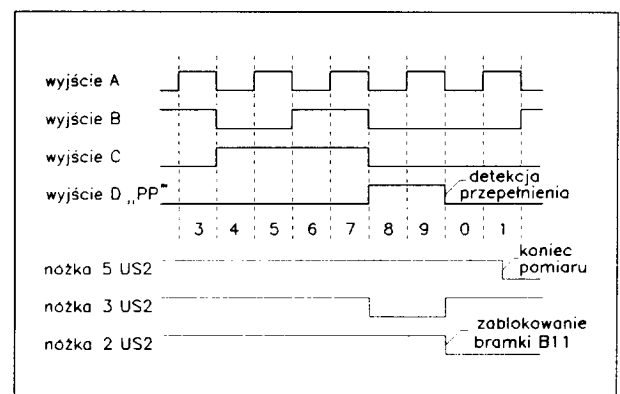


Rys. 2 Harmonogramy czasowe pracy bloku sterowania

Przebieg o częstotliwości wzorcowej z bloku generatora doprowadzony jest do wejścia "ZEG" układu sterowania. Wypełnienie tego przebiegu ma wartość 1/2, co ma zasadnicze znaczenie dla prawidłowej pracy układu. Sygnał zegara dzielony jest przez 2 (przerzutnik D US1). Jeżeli częstotliwość zegara, zmieniana skokowo przez przełączniki Wł1 i Wł2 na płycie wyświetlaczy, wynosi 1 Hz co odpowiada okresowi 1 s, to po podzieleniu przez 2 okres wynosi 2 s, z czego czas trwania stanu wysokiego i niskiego jest jednakowy i ma wartość 1 s. Przebieg wyjściowy z multiplexera B1, B2, B3 (nóżka 11 US3) steruje pracą bramki pomiarowej B4, która otwarta jest przez czas trwania stanu wysokiego na jej wejściu (nóżka 9 US3), czyli przez 1 sekundę. Przez cały czas z bloku wejściowego do drugiego wejścia bramki pomiarowej B4 (nóżka 8) doprowadzane są impulsy o częstotliwości mierzonego przebiegu. Bramka B4 "przepuszcza" te impulsy do licznika tylko przez czas jej otwarcia (w tym przypadku 1 s) rys. 2.

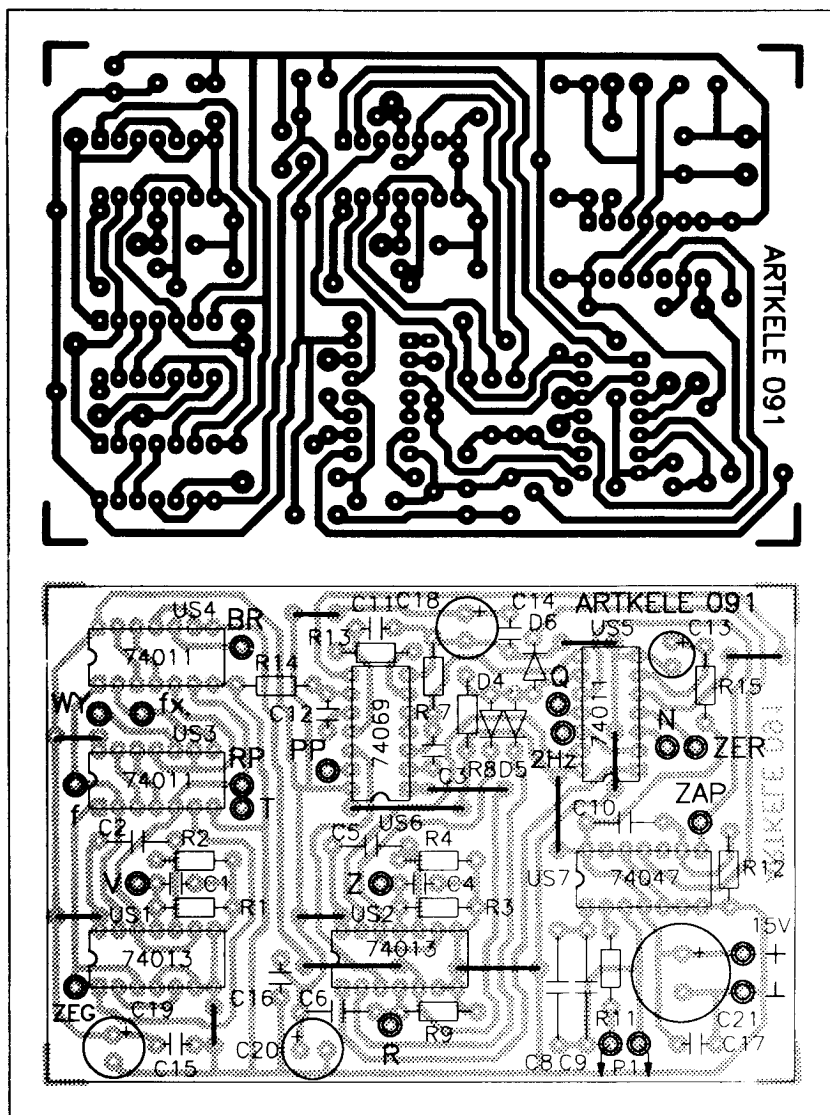
Przebieg sterujący otwieraniem bramki B4 doprowadzony został także do wejścia drugiego multiplexera B5, B6, B7 (nóżka 5 US4). Sygnał ten zapala diodę D1 w czasie otwarcia bramki pomiarowej, co pozwala na optyczną kontrolę pracy częstotliwościomierza. Dla częstotliwości zegara powyżej 10 Hz zapalanie diody odbywa się tak często, że oko odbiera świecenie diody D1 jako ciągłe. Oprócz tego ujemne zbocze tego sygnału wyzwala prosty układ monowibratora zbudowanego z negatora A1 i elementów C3 i R7. Generuje on dodatni impuls o czasie trwania ok. 200 ns. Impuls ten po przejściu przez bramkę B11 (US5) zmienia swoją fazę na ujemną i zostaje doprowadzony do płytki licznika, powodując

przepisanie zboczem narastającym zawartości licznika do zatrząsków, które znajdują się w układach dekodowników. Przepisanie odbywa się zatem 200 ns po zamknięciu bramki pomiarowej, co stanowi wystarczający czas do ustalenia się stanów na wyjściach liczników.

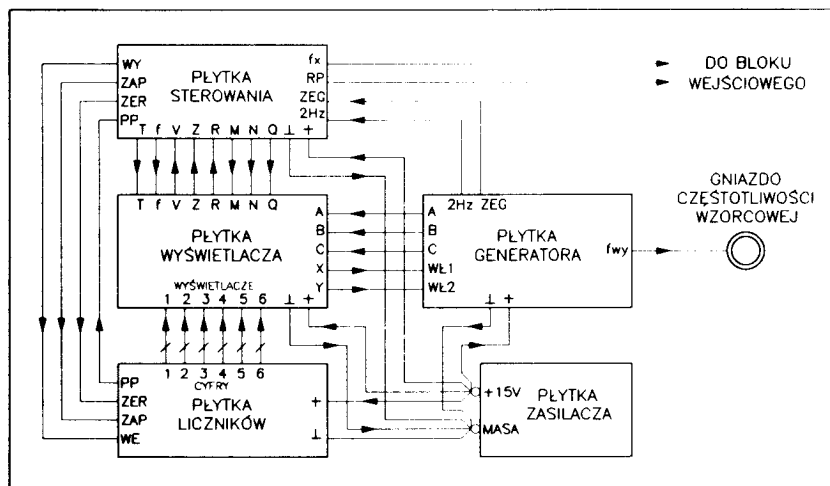


Rys. 3 Harmonogramy czasowe pracy układu przepelnienia

Narastające zbocze zapisu wyzwala monowibrator US7. Czas generowanego przez monowibrator impulsu można regulować potencjometrem P1. Z zanegowanego wyjścia US7 ujemny impuls podawany jest na diodowy układ mnożący (diody D4÷D6), powodując zamknięcie bramki B11. W konsekwencji przy następnym pomiarze nie pojawi się sygnał zapisu do licznika. Sytuacja ta trwa przez cały czas generowania impulsu przez monowibrator. Układ ten pełni więc funkcję regulatora częstotliwości wskazań wyników pomiarów.



Rys. 4 Schemat płytki drukowanej i rozmieszczenie elementów



Rys. 5 Schemat połączeń pomiędzy blokami częstotściomierza

W pewnych przypadkach na pozostałe wejścia diodowego układu mnożącego mogą zostać doprowadzone zera logiczne blokując tym samym przepisanie stanu liczników. Sytuacje te zostaną wyjaśnione w dalszej części opisu.

Z wyjścia układu różniczkującego C3 i R7 sygnał doprowadzony zostaje przez negatory A2 i A3 do układu całkującego R13, C11. Układ ten ma na celu wprowadzenie dodatkowego opóźnienia impulsu o ok. 100 ns. Następnie przebieg jest ponownie różniczkowany (C12, R14) i po tej operacji doprowadzony przez bramkę B12 do wyjścia, a dalej do wejść zerujących liczników. Szerokość dodatniego impulsu zerującego wynosi ok. 200 ns. Do drugiego wejścia bramki B12 (nóżka 6) dołączony jest układ R15, C13. Podczas włączenia zasilania wytwarza on dodatkowy impuls zerujący licznik.

Jak już wcześniej wspomniano impuls zapisu wyniku pomiaru do zatrząsków znajdujących się w dekodernach kodu BCD na kod wskaźników siedmiosegmentowych może zostać zablokowany na czas ustawiony potencjometrem P1. Oprócz tego wynik można zapamiętać na dowolnie długi czas przyciskając włącznik HOLD. Przyciśnięcie tego włącznika zmienia stan wyjść przerzutnika US2 (nóżki 13 i 12), co powoduje doprowadzenie zera logicznego do wejścia diodowego układu mnożącego. Stan taki sygnalizowany jest "miganiem" diody świecącej HOLD (D3). Wykorzystano do tego celu przebieg o częstotliwości 2 Hz. Ponowne przyciśnięcie włącznika HOLD przywraca normalny tryb pomiarów.

Także w przypadku przepełnienia licznika zapis wyniku jest zatrzymywany. Wyświetlany jest wtedy ostatni poprawny pomiar. Przepełnienie licznika ma miejsce wtedy, gdy na ostatnim (najbardziej znaczącym bicie) stan wysoki ulegnie zmianie na niski. Opadające zbocze tego sygnału (PP) po przejściu przez bramkę A6 zmienia stan przerzutnika US2, blokując tym samym bramkę B11 (rys. 3). Doprowadzenie do wejścia D (nóżka 5) sygnału bramkującego pozwala na zmianę stanu przerzutnika tylko w czasie trwania pomiaru. Tak więc wyeliminowana została przypadkowa sygnalizacja przepełnienia w czasie zwykłego zerowania licznika.

Przepełnienie sygnalizowane jest "miganiem" diody świecącej PP (D2). Włącznik RESET pozwala na skasowanie stanu przepełnienia. Obydwa przerzutniki znajdujące się w układzie scalonym US2 wyposażono w układy zerowania w momencie włączania zasilania (C5, R4 i C6, R9).

Praca częstotliwościomierza podczas pomiaru czasu przebiega analogicznie, z tą tylko różnicą, że sygnał zegara ZEG nie jest dzielony przez dwa, a wyzwala nie początek i końca pomiaru odbywa się przy pomocy sygnału mierzonego f_x . Licznik zlicza więc wzorcowe odcinki czasu doprowadzane za pośrednictwem bramki B4. Odpowiednią analizę pracy proponuję przeprowadzić we własnym zakresie.

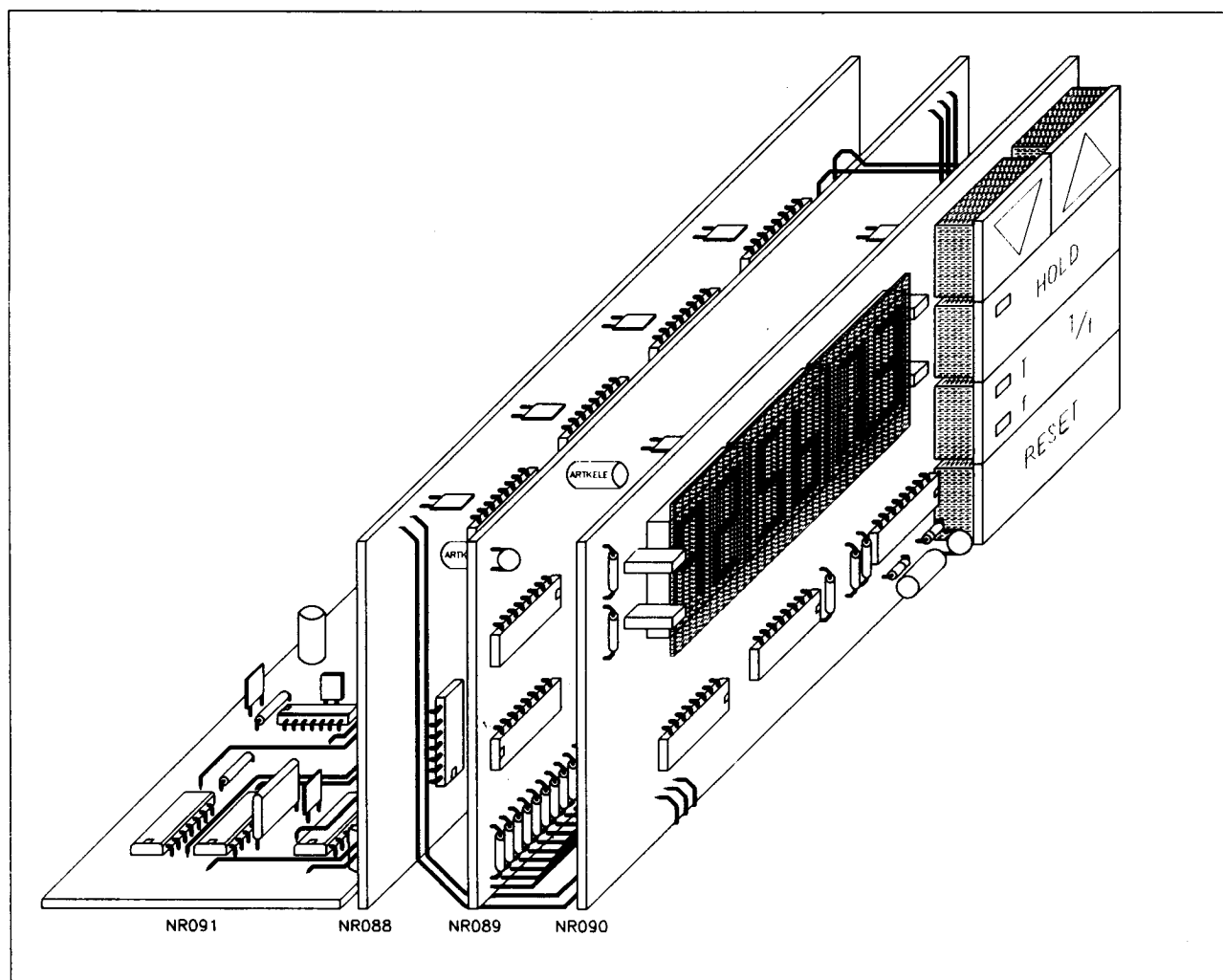
Montaż i uruchomienie

Blok sterowania zmontowano na jednostronnej płytce drukowanej. Elementy zaznaczone na schemacie ideowym gwiazdką zostały umieszczone na płycie wyświetlaczy, a potencjometr P1 na płycie układu wejściowego. Trzy zwory znajdują się pod układami scalonymi, zatem należy pamiętać o ich wcześniejszym montażu.

Połączenia elektryczne pomiędzy płytkami częstotliwościomierza przedstawiono na rys. 5. Warto zwrócić uwagę na sposób prowadzenia masy i zasilania do jednego wspólnego punktu w zasilaczu. Schemat zasilacza zostanie przedstawiony w następnej części opisu urządzenia. Sposób rozmieszczenia płytek pokazany został na rys. 6.

Uruchomienie sprowadza się do kontroli poprawności pracy całego układu. Jako źródło częstotliwości można wykorzystać sygnały pochodzące bezpośrednio z wyjść dzielników generatora wzorcowego. Sygnały te nie pozwalają jednak na regulację częstotliwości pracy generatora. Potrzebny do tego jest odrębny częstotliwościomierz.

UWAGA! Podczas prób wejście f_x nie może "wisieć" w powietrzu, tzn. trzeba do niego doprowadzić przebieg o amplitudzie $15 V_{pp}$, lub połączyć je z plusem, albo masą. Jeżeli podczas pomiaru częstotliwości wejście f_x zwarte jest do plusa zasilania przyrząd będzie wskazywał 000001 na dowolnym zakresie. Nie jest to błędem, a wyszukanie przyczyny zostawiam Czytelnikom.



Rys. 6 Przykład rozmieszczenia płytek drukowanych w częstotliwościomierzu

Zakresy pomiarowe częstotliwościomierza wraz z rozdzielczością wskazań podano w tabeli 1, a czasomierza w tabeli 2. Czas otwarcia bramki pomiarowej jest ściśle określony w przypadku pomiaru częstotliwości, w przypadku pomiaru czasu zależy on od częstotliwości przebiegu mierzonego.

Tabela 1

Czas otwarcia bramki	Wskazania max	Jednostka	Rozdzielczość
10 s	99.9999	kHz	0,1 Hz
1 s	999.999	kHz	1 Hz
100 ms	9999.99	kHz	10 Hz
10 ms	99999.9	kHz	100 Hz
1 ms	999.999	MHz	1 kHz
100 μ s	9999.99	MHz	10 kHz
10 μ s	99999.9	MHz	100 kHz
1 μ s	999999.	MHz	1 MHz

Tabela 2

Wskazania maksymalne	Jednostka	Rozdzielczość
999999	s	10 s
999999.	s	1 s
99999.9	s	100 ms
9999.99	s	10 ms
999999.	ms	1 ms
99999.9	ms	100 μ s
9999.99	ms	10 μ s
999.999	ms	1 μ s

Poniżej podane jest zestawienie wartości prądu pobieranego przez poszczególne bloki częstotliwościomierza. Może on przyjmować różne wartości, dlatego też podano warunki w jakich dokonano pomiaru:

- pomiar częstotliwości
- zakres pomiarowy 999999. MHz
- wejście f_x zwarte do masy
- wskazania na polu odczytowym 000000. MHz
- diody HOLD i PP wygaszone

Blok generatora	15 mA
Blok licznika	330 mA
Blok wyświetlacza	32 mA
Blok sterowania	13 mA

Na najwyższym zakresie (ZEG = 1 MHz) wskazana jest kontrola łącznego czasu trwania sekwencji zapis-zerowanie. Czas pomiędzy opadającym zboczem impulsu zapisu, a opadającym zboczem impulsu zerowania nie może przekraczać 500 ns (rys. 2). W przeciwnym wypadku układ będzie pracował niepoprawnie na tym za-

kresie. Skrócenie czasu trwania impulsów zapisu i zerowania można przeprowadzić zmniejszając wartości kondensatorów C3 i C12. Impulsy te nie mogą być jednak krótsze niż 150 ns, gdyż taki czas jest wymagany do poprawnej pracy liczników i dekodatorów.

Pozostałe problemy wynikłe podczas uruchamiania można rozwiązać tylko w oparciu o analizę przebiegów oscyloskopowych i porównanie ich z harmonogramami przedstawionymi na rys. 2. Mogę jednak pocieszyć wszystkich, że układ zmontowany prawidłowo ze sprawnych elementów działa od razu.

Wykaz elementów

US1, US2	- MCY 74013 (CD 4013)
US3÷US5	- MCY 74011 (CD 4011)
US6	- MCY 74069 (CD 4069)
US7	- MCY 74047 (CD 4047)
D1*	- dioda świecąca prostokątna 2,5×5, kolor świecenia żółty
D2*, D3*	- dioda świecąca prostokątna 2,5×5, kolor świecenia czerwony
D4÷D6	- BAVP 17÷21 (1N4148)
R1, R3	- 15 k Ω /0,125 W
R2, R4, R9, R11, R12, R15	- 100 k Ω /0,125 W
R5*, R6*, R10*, R13	- 4,7 k Ω /0,125 W
R7, R14	- 10 k Ω /0,125 W
R8	- 47 k Ω /0,125 W
P1**	- 220 k Ω -A typ PR 164, PR 1622, PR 167, PRP 167, PR 185, PRP 185, PR 186, PRP 186
C1, C4, C14÷C17	- 47 nF typ KFP
C2, C5, C6, C10	- 220 nF/100 V typ MKSE 018-02
C3, C12	- 56 pF typ KCPf
C8, C9	- 1 μ F/100 V typ MKSE 018-02
C11	- 33 pF typ KCP
C13	- 1 μ F/63 V typ 04/U
C18÷C20	- 22 μ F/16 V typ 04/U
C21	- 100 μ F/16 V typ 04/U
HOLD*, f/T*, RESET*	- mikrowłączniki monostabilne
płytką drukowaną numer 091	

UWAGA! Elementy zaznaczone gwiazdką umieszczone są na płytce wyświetlaczy. Potencjometr P1 umieszczony jest na płytce bloku wejściowego.

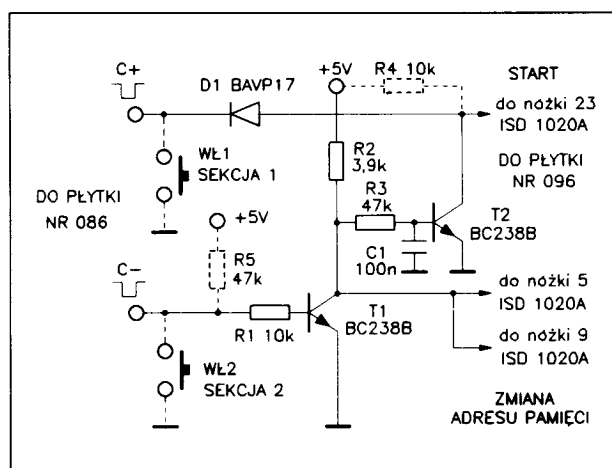
Płytką drukowaną wysyłana jest za zaliczeniem pocztowym.

Cena: 15.100 zł + koszty wysyłki.

Ciąg dalszy w następnym numerze.

Współpraca układu IDS z barierą optoelektroniczną

Zgodnie z obietnicą przedstawiamy rozwiązanie pozwalające na współpracę układu IDS 1020A z barierą optoelektroniczną opisaną w PE 8/93. W artykule pt. "Mówiący układ scalony IDS" PE 9/93, opisano opcję umożliwiającą podział pamięci układu na kilka części, z których każda może być oddzielnie odczytana. W tym przypadku pamięć podzielono na dwie sekcje. Wyboru która z sekcji ma zostać uaktywniona dokonuje się przez podanie odpowiedniego poziomu logicznego na wejścia adresowe (nóżki 5 i 9) układu IDS. Stan niski na tych wejściach włącza sekcję pierwszą, a stan wysoki sekcję drugą.



Rys. 1 Schemat ideowy układu sprzęgającego

Na rysunku 1 zamieszczono schemat ideowy układu sprzęgającego płytkę bariery optoelektronicznej z płytką procesora dźwięku. Ujemny impuls z wyjścia

C+ przez diodę D1 wyzwala wejście CE układu IDS powodując rozpoczęcie odtwarzania informacji zawartej w pierwszej sekcji pamięci. Może to być np. powitanie wchodzącej do pomieszczenia osoby. W tym przypadku wejścia adresowe (nóżki 5 i 9) są w stanie niskim, gdyż tranzystor T1 jestysterowany wysokim poziomem napięcia na wyjściu C—.

Przy opuszczaniu pokoju ujemny impuls pojawia się na wyjściu C—. Na czas trwania tego impulsu tranzystor T1 zostaje zatkany i na wejścia adresowe zostaje podany stan wysoki, co spowoduje uaktywnienie drugiej sekcji pamięci. Napięcie z kolektora tranzystora T1 włącza z opóźnieniem ok. 4 ms tranzystor T2 wyzwalający rozpoczęcie odtwarzania. Dalsze podtrzymywanie stanu wysokiego na wejściach adresowych nie jest konieczne, gdyż impuls startu przepisuje stany wejść adresowych do zatrząsków.

Powyższe rozwiązanie można zastosować także w wersji samego odtwarzania (rys. 3 w artykule "... IDS" PE 9/93). W takim przypadku zasilanie układu IDS włącza się na stałe, a nóżki 23, 5 i 9 dołącza się do układu sprzęgającego. W układzie sprzęgającym dodatkowo trzeba zamontować rezystor podciągający R4.

Układ sprzęgający można też wykorzystać do sterowania dwoma obszarami pamięci układu IDS bez udziału bariery optoelektronicznej. Wystarczy tylko zamontować dwa mikrowłczniki WL1 i WL2, oraz rezystory R4 i R5. Włcznik WL1 wywołuje pierwszą sekcję pamięci, a WL2 drugą.

Nagrywanie informacji odbywa się po wciśnięciu włącznika ZAPIS i jednego z włączników WL1 lub WL2. Podczas nagrywania jeden z włączników WL1 lub WL2 musi być cały czas wciśnięty.

◇ mgr inż. Dariusz Cichoński

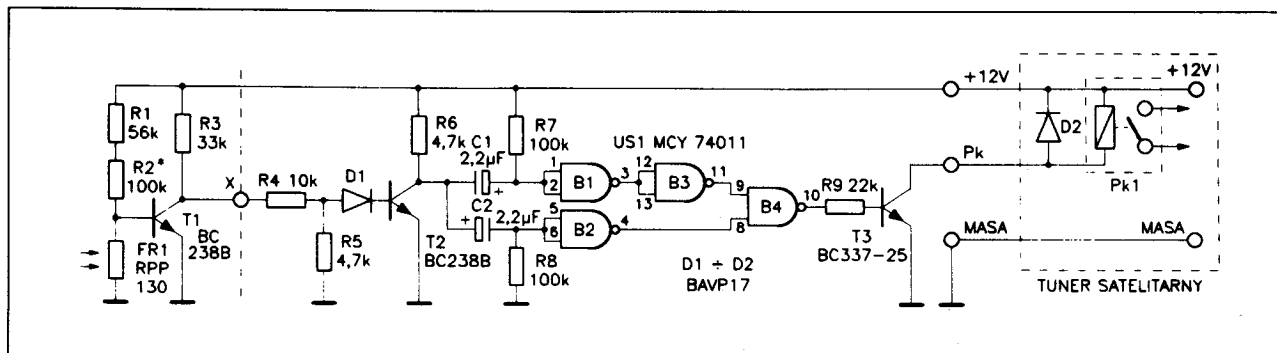
Automatyczny włącznik tunera satelitarnego

Praktycznie każdy magnetowid wyposażony jest w programowalny zegar, który o zapisanym wcześniej godzinie automatycznie włącza zapis. Funkcja ta jest bardzo wygodna i daje możliwość automatycznego nagrywania programów podczas nieobecności właścicieli, lub późno w nocy gdy wszyscy domownicy już śpią. Na nieszczęście większość tunerów satelitarnych nie posiada takich możliwości. Można temu zaradzić budując prosty układ opisany w niniejszym artykule.

Opis układu

Urządzeniem sterującym włączaniem tunera satelitarnego jest magnetowid, który posiada wewnętrzny układ tajmera, włączający urządzenie o określonej go-

dzinie. Jako sygnał sterujący wykorzystano zapalenie się diody świecącej, która sygnalizuje włączenie magnetowidu. Światło emitowane przez diodę pada na fotorezystor FR1 umieszczony bezpośrednio przed nią. Rezystancja fotorezystora gwałtownie maleje zatykając tranzystor T1, co powoduje otwarcie tranzystora T2. Opadające zbocze napięcia na kolektorze T2 rozładowuje kondensator C1 i zwiera wejście bramki B1 do masy na czas wyznaczony wartościami kondensatora C1 i rezystora R7. Zatem na wyjściu bramki B1 pojawi się dodatni impuls o czasie trwania ok. 0,5 s. Zostaje on przekazany za pośrednictwem bramek B3 i B4 do bazy tranzystora T3 włączając go także na czas 0,5 s. W pozycji spoczynkowej na oba wejścia bramki B4 doprowadzona jest jedynka logiczna.



Rys. 1 Schemat ideowy włącznika

W obwodzie kolektorowym tranzystora T3 umieszczono miniaturowy przekaźnik kontaktronowy, którego robocze styki są podłączone równolegle do styków mikrowłcznika sterującego włączaniem tunera satelitarnego. Zatem cały proces symuluje ręczne naciśnięcie włącznika zasilania. Tuner satelitarny powinien być włączony do sieci i ustawiony wcześniej w pozycję czuwania (STANDBY).

Po zadany czas timer magnetowidu wyłącza go, gasząc diodę sygnalizującą włączenie zasilania. Powoduje to wzrost rezystancji fotorezystora FR1 i otwarcie tranzystora T1. Narastające zbocze napięcia na kolektorze tranzystora T2 ładuje kondensator C2. Prąd ładowania tego kondensatora wywołuje spadek napięcia na rezystorze R8, który włącza bramkę B2 na czas ok. 0,5 s. Ujemny impuls z wyjścia bramki B2, po odwróceniu fazy przez bramkę B4 włącza tranzystor T3, który steruje przekaźnikiem. Tak więc zostało zasymulowane drugie naciśnięcie włącznika tunera satelitarnego, co powoduje jego wyłączenie.

Można zauważyć, że układ zbudowany z bramek B1÷B4 jest detektorem zmiany sygnału wejściowego. Impuls pojawiający się na wyjściu bramki B4 ma taki sam kształt dla dodatniego jak i ujemnego impulsu wejściowego.

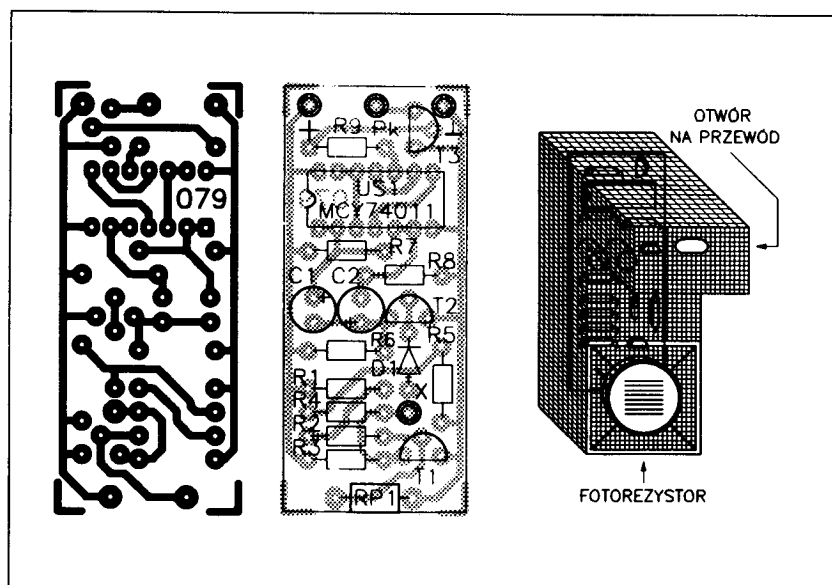
Przyjęte rozwiązanie pozwala odbierać sygnały z magnetowidu nie ingerując w jego układy elektroniczne. Ma to duże znaczenie, jeżeli magnetowid jest na gwarancji. Tuner satelitarny trzeba już niestety otworzyć. Na schemacie ideowym zaznaczono punkt X do którego można dołączyć napięcie pobierane z diody świecącej w magnetowidzie, jeżeli zdecydujemy się na jego otwarcie. W takim przypadku elementy umieszczone na lewo od linii przerywanej można pominąć. Takie rozwiązanie problemu może być przydatne w sytuacji, jeżeli nie uda się kupić fotorezystora.

Na rysunku 2 przedstawiono wygląd obudowy urządzenia, zakładanej na magnetowid. Fotorezystor powinien przylegać do diody sygnalizującej włączenie zasilania, tak aby oświetlenie zewnętrzne nie padało na jego światłoczułą warstwę, gdyż w przeciwnym wypadku może prowadzić to do mylnego włączania i wyłączania tunera satelitarnego.

Urządzenie zasilane jest napięciem +12 V doprowadzonym z tunera i pobiera prąd ok. 4 mA bez prądu przekaźnika. W przypadku małej czułości układu można zmniejszyć wartość rezystora R2.

Wykaz elementów

US1 - MCY 74011 (CD 4011)
T1, T2 - BC 238B lub dowolny npn
 $h_{21} \geq 250$



Rys. 2 Schemat płytki drukowanej i rozmieszczenie elementów, oraz wygląd obudowy

T3	- BC 337-25, 338-25
D1	- BAVP 17÷21 (1N4148)
D2	- BYP 401-50÷1000 (1N4001÷007)
R1	- 56 kΩ/0,125 W
R2	- 100 kΩ/0,125 W - patrz opis w tekście
R7, R8	- 100 kΩ/0,125 W
R3	- 33 kΩ/0,125 W
R4	- 10 kΩ/0,125 W
R5, R6	- 4,7 kΩ/0,125 W
R9	- 22 kΩ/0,125 W
FR1	- fotorezystor RPP 130 (RPP 111, RPP 120, RPP121, RPP 131)

C1, C2 - 2,2 μF/40 V typ 04/U
 Pk1 - miniaturowy przekaźnik
 kontaktronowy K-8/12 V
 płytką drukowaną numer 079

Płytką drukowaną wysyłana
 jest za zaliczeniem pocztowym.
 Cena: 3.500 zł + koszty wysyłki.

◇ Ireneusz Konieczny

Analogowy pomiar częstotliwości

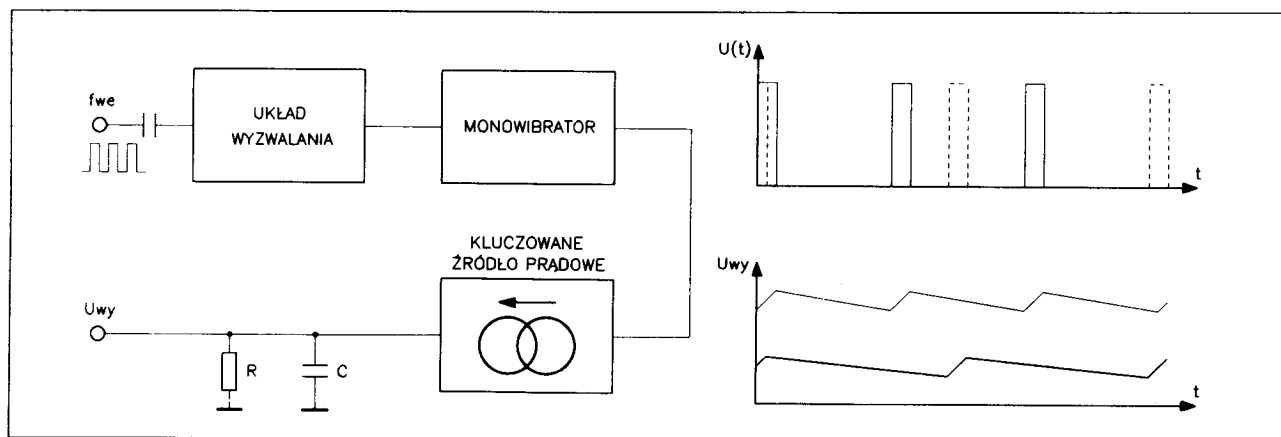
Budowa częstotliwościomierza cyfrowego jest przedsięwzięciem kosztownym i dość skomplikowanym. Proponujemy więc konstrukcję prostszą i tańszą od opisywanej w numerach 9/93 i 10/93. Do wykonania częstotliwościomierza wykorzystano układ XR 4151, który szczegółowo opisano w artykule pt. "Przetwornik napięcie - częstotliwość". Do pomiarów częstotliwości wystarczy prosty układ i woltomierz analogowy lub cyfrowy. Wprawdzie dokładność pomiaru wynosi ok. 0,2%, ale w większości wypadków jest ona wystarczająca. Zakres pomiarowy obejmuje częstotliwości od 10 Hz do 100 kHz.

Kolega zaczął zamieniać napięcie na częstotliwość, a ja będąc przekornym postanowiłem zamienić z powrotem częstotliwość na napięcie. Zobaczmy co z tego wyniknie. Całkiem poważnie, takie zamiany mogą być użyteczne. Na przykład zamiana częstotliwości na napięcie, które podlega logarytmowaniu i następnie jest zamieniane na częstotliwość, daje prostą możliwość analogowego logarytmowania przebiegów cyfrowych. Przed przystąpieniem do dalszej lektury proponuję zapozna-

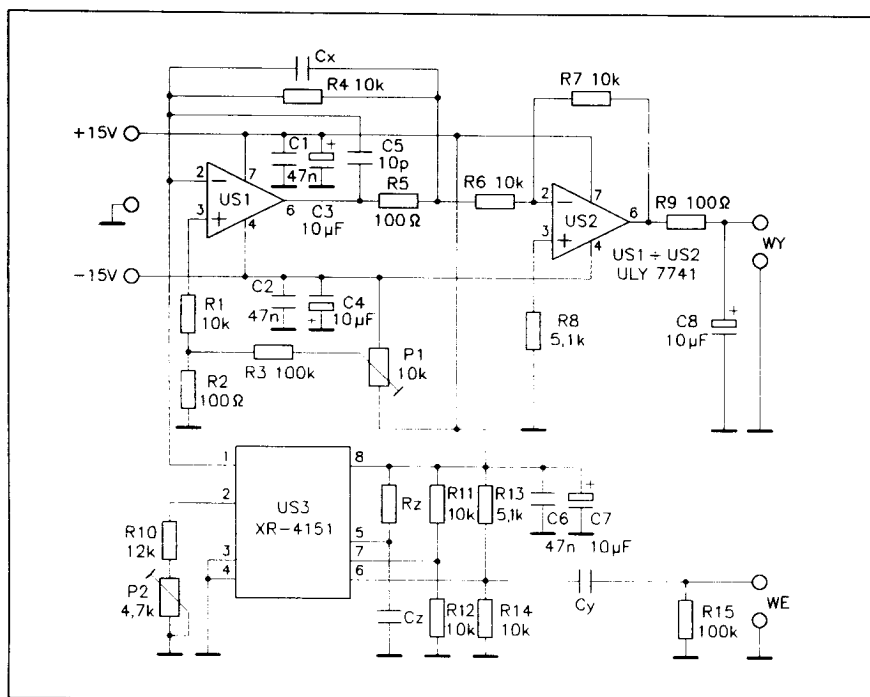
nie się z artykułem pt. "Przetwornik napięcie - częstotliwość".

Zasada pracy przetwornika zmieniającego częstotliwość przebiegów zmiennych na proporcjonalne napięcie stałe jest bardzo prosta (rys. 1). Przebieg wejściowy wyzwala monowibrator (multiwibrator astabilny), na którego wyjściu otrzymujemy ciąg impulsów o stałej szerokości i częstotliwości równej częstotliwości przebiegu wejściowego. Z wyjścia monowibratora sterowane jest źródło prądowe dające impulsy prądu, które ładują kondensator C. Wartość prądu i szerokość impulsu są stałe. Równoległe do kondensatora C włączony jest rezystor, którego zadaniem jest rozładowywanie kondensatora w czasie kiedy źródło jest wyłączone.

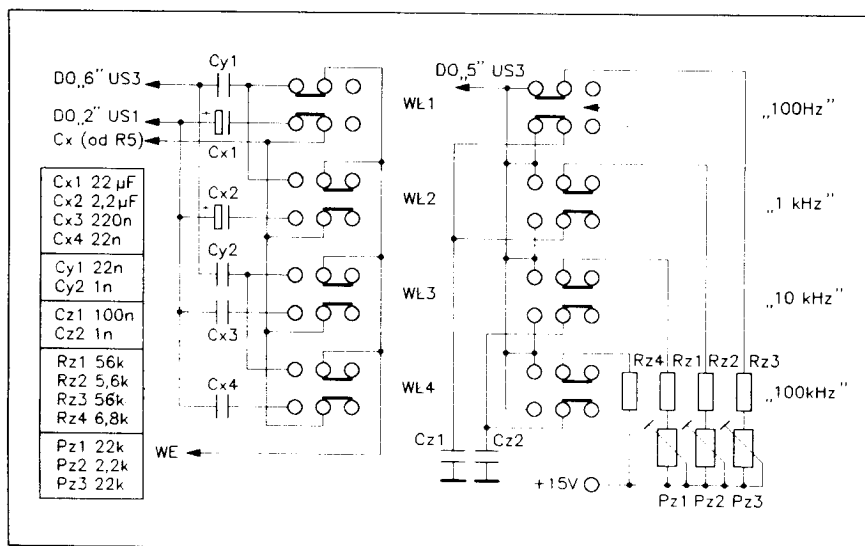
Wartość średnia napięcia na kondensatorze C zależy od liczby impulsów prądowych ładujących kondensator przypadających na jednostkę czasu. Otrzymujemy więc prostą zależność napięcia wyjściowego od częstotliwości przebiegu wejściowego. W praktycznych rozwiązaniach w celu uzyskania jak największej liniowości przetwarzania nie wystarczy zastosowanie prostego układu całkującego. W jego miejsce włącza się integrator zbudowany na wzmacniaczu operacyjnym.



Rys. 1 Zasada działania przetwornika częstotliwość - napięcie



Rys. 2 Schemat ideowy przetwornika częstotliwość-napięcie



Rys. 3 Schemat ideowy układu przełączników zakresów

Układ scalony XR 4151 zawiera wszystkie niezbędne do budowy przetwornika f/U elementy. Z powodzeniem można go wykorzystać do tego celu. Linio-wość przetwornika wynosi 0,1%, a całkowity błąd pomiaru częstotliwości nie przekracza 0,2% (uwzględniono tu także błąd wprowadzany przez woltomierz cyfrowy).

Opis układu

Prostokątny przebieg wejściowy doprowadzony jest do układu różniczkującego C_y , R13, R14. Rezystory R13 i R14 wstępnie polaryzują jedno wejście komparatora, a rezystory R11 i R12 drugie. Wartości elementów są dobrane w taki sposób, aby możliwe było wyzwalanie wewnętrznego komparatora przebiegami o poziomach TTL.

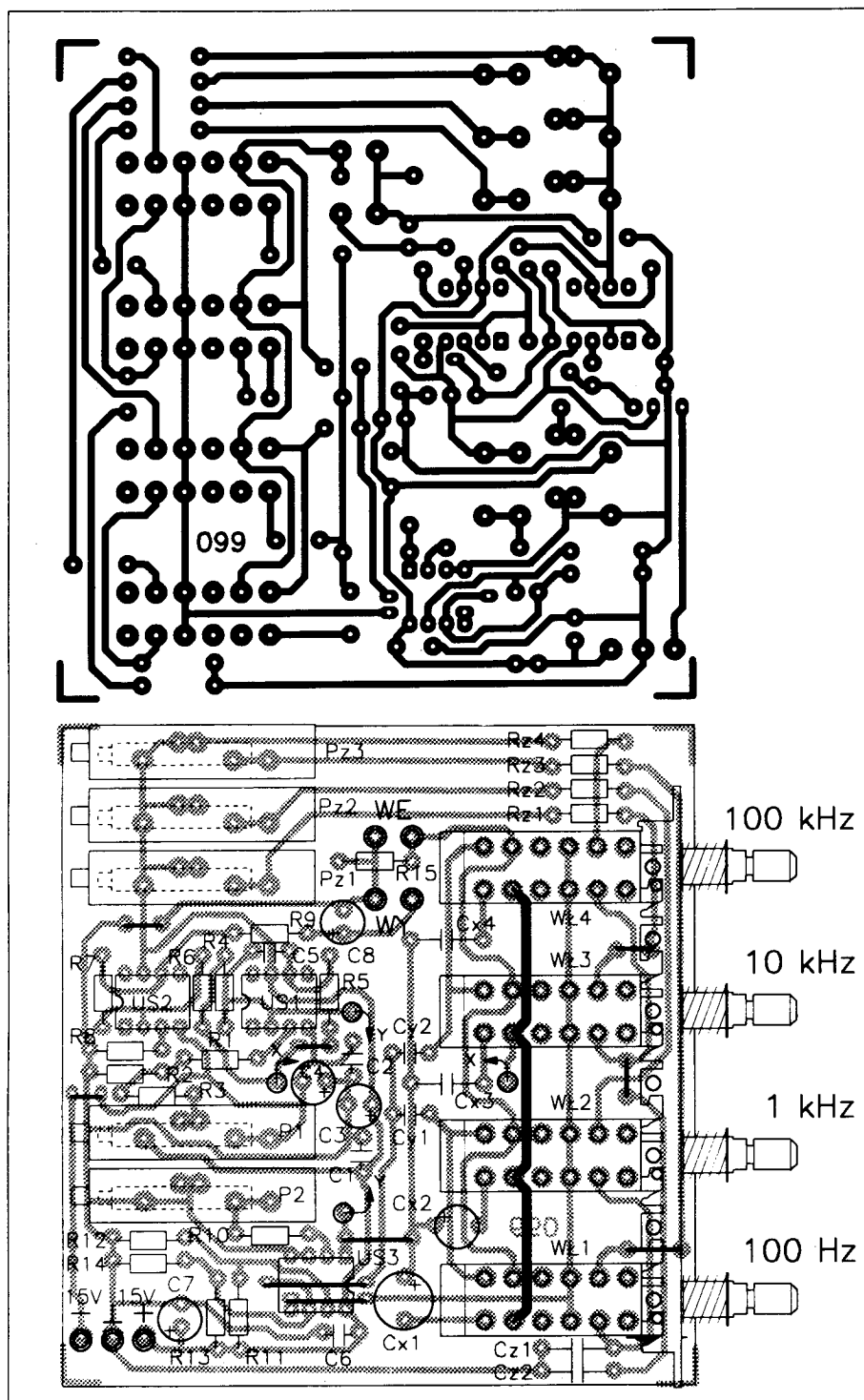
Szerokość impulsu generowanego przez monowibrator ustalona jest przez wartości elementów R_z i C_z , a prąd wyjściowy źródła przez rezystor R10 i potencjometr P2, pozwalający na regulację współczynnika konwersji. Wyjście źródła prądowego połączono z aktywnym integratorem zbudowanym na wzmacniaczu operacyjnym US1. Kondensator całkujący C_x rozładowywany jest przez rezystor R4. Kondensator C5 zapewnia stabilność układu. Potencjometr P1 przeznaczony jest do wyzerowania integratora. Nie wykorzystano tu aplikacyjnego sposobu zerowania wzmacniacza, co pozwala na stosowanie zamiennie innych typów wzmacniaczy operacyjnych. Wymagania stawiane wzmacniaczowi nie są wygórowane. Powinien on charakteryzować się małym współczynnikiem temperaturowym napięcia niezrównoważenia, oraz małym prądem polaryzacji wejść.

Dodatknie impulsy prądowe podawane na wejście integratora powodują pojawienie się na jego wyjściu napięcia ujemnego (aktywny układ całkujący odwraca fazę napięcia wyjściowego). Z tego też względu na wyjściu umieszczono wzmacniacz odwracający o wzmacnieniu 1. Zatem napięcie wyjściowe jest dodatnie względem masy.

Przyrząd został zbudowany jako cztero-zakresowy. Poszczególne zakresy obejmują następujące przedziały częstotliwości:

- 10 Hz ÷ 100 Hz
- 100Hz ÷ 1 kHz
- 1 kHz ÷ 10 kHz
- 10 kHz ÷ 100 kHz

Zmiany zakresów uzyskuje się przez zmianę wartości elementów C_x , C_y , C_z , R_z . Przeznaczony do tego jest przełącznik, którego schemat zamieszczono na odrębnym rysunku 3.



Rys. 4 Schemat płytki drukowanej przetwornika częstotliwość-napięcie i rozmieszczenie elementów

Wartości poszczególnych elementów umieszczono w tabeli razem ze schematem. Potencjometry Pz1÷Pz3 umożliwiają regulację wskazań na trzech najniższych zakresach pomiarowych. Na zakresie 100 kHz regulacja przeprowadzana jest potencjometrem P2.

Układ zasilany jest napięciem stabilizowanym ± 15 V. Pobór prądu nie przekracza 10 mA z każdego z napięć zasilających.

Montaż i uruchomienie

Na płycie drukowanej częstotliwościomierza umieszczono wszystkie elementy wraz z przełącznikiem zakresów. Podczas montażu przełącznika typu ISOSTAT pod krańcowe segmenty można wsunąć od czoła dwie jednakowej grubości zapałki, pozwalające zachować, równoległe względem płytki drukowanej, położenie przełącznika. Po przyłutowaniu, zapałki usuwa się. Na rysunku montażowym grubą linią zaznaczono połączenia, które wykonuje się na przełączniku przewodem izolowanym. Jak już wcześniej pisaliśmy, przy lutowaniu przełączników nie można używać zbyt dużo kalafonii, która wpływa do środka i może zabrudzić styki.

Oprócz połączeń na przełączniku, przewodem izolowanym łączy się ze sobą parami punkty "x" i "y". W układzie zastosowano potencjometry wieloobrotowe, co gwarantuje założoną dokładność i stabilność regulacji. Na płycie drukowanej przewidziano otwory pod montaż różnych typów takich potencjometrów.

Regulację rozpoczynamy na włączonym zakresie 100 kHz. Do wyjścia dołączamy woltomierz cyfrowy o zakresie 1,00 V. Do wejścia przyrządu doprowadzamy przebieg o poziomach TTL i częstotliwości 10 kHz, po czym potencjometrem P1 ustawiamy wskazania woltomierza na 100 mV. Czynność ta pozwala na wyzerowanie integratora. Następnie zmieniamy częstotliwość na 100 kHz i potencjometrem P2 ustawiamy wskazania woltomierza na 1,00 V, jest to regulacja nachylenia przetwarzania.

Obie regulacje są wzajemnie zależne dlatego też należy je kilkakrotnie powtórzyć.

Po tych czynnościach zmieniamy zakres na 10 kHz i do wejścia doprowadzamy przebieg o częstotliwości 10 kHz. Potencjometrem Pz1 regulujemy wskazania woltomierza na 1,00 V. Na tym samym zakresie po zmianie częstotliwości na 1 kHz woltomierz powinien wskazywać 100 mV. Jeżeli tak nie jest, świadczy to o złej regulacji zerowania integratora i wszystkie czynności należy rozpocząć od nowa.

Podobnie postępujemy na zakresach:

1 kHz, $f_{we} = 1$ kHz regulacja potencjometrem Pz2 i 100 Hz, $f_{we} = 100$ Hz – regulacja potencjometrem Pz3. Do pomiaru napięć można wykorzystać miliwoltomierz C 520D (PE 4/92).

Możliwe jest także zastosowanie woltomierza ICL 7107 o zakresie pomiarowym 1,999 V. W celu wykorzystania pełnej dokładności tego miernika można zmienić zakresy pomiarowe częstotliwościomierza, tak aby pokrywały one następujące częstotliwości:

- 20 Hz ÷ 200 Hz
- 200 ÷ 2 kHz
- 2 kHz ÷ 20 kHz
- 20 kHz ÷ 100 kHz

Maksymalna częstotliwość nie ulegnie jednak zmianie. Zmianę zakresów można osiągnąć w bardzo prosty sposób wymieniając rezystory R1 i R4 na nowe o wartości 20 kΩ. Procedura regulacji jest taka sama, z tą tylko różnicą, że doprowadzane do wejścia częstotliwości wynoszą 20, 2 kHz, 200 Hz, a napięcia wyjściowe mają wartość 2,000 V i 200 mV. Dla najwyższego zakresu regulację przeprowadzamy dla częstotliwości 100 kHz, napięcie wyjściowe powinno wtedy wynosić 1,000 V.

Wykaz elementów

US1, US2 – ULY 7741 (μ A 741)

US3	– XR 4151
R1, R4, R6, R6,	
R11, R12, R14	– 10 kΩ/0,125 W
R2, R5, R9	– 100 Ω/0,125 W
R3, R15	– 100 kΩ/0,125 W
R8, R13	– 5,1 kΩ/0,125 W
R10	– 12 kΩ/0,125 W
Rz1, Rz3	– 56 kΩ/0,125 W
Rz2	– 5,6 kΩ/0,125 W
Rz4	– 6,8 kΩ/0,125 W
P1	– 10 kΩ typ CT 32 (dwudziesto-obrotowy)
P2	– 4,7 kΩ typ CT 32 (dwudziesto-obrotowy)
Pz1, Pz3	– 22 kΩ typ CT 32 (dwudziesto-obrotowy)
Pz2	– 2,2 kΩ typ CT 32 (dwudziesto-obrotowy)
C1, C2, C6	– 47 nF typ KFP
C3, C4, C7, C8	– 10 μF/16 V typ 04/U
C5	– 10 pF typ KCP
Cx1	– 22 μF/16 V typ 04/U
Cx2	– 2,2 μF/40 V typ 04/U
Cx3	– 220 nF/100 V typ MKSE-018-02
Cx4	– 22 nF/400 V typ MKSE-018-02
Cy1	– 22 nF typ KFP
Cy2	– 1 nF typ KFP
Cz1	– 100 nF/100 V typ MKSE-018-02
Cz2	– 1 nF/25 V typ KSF-020-ZM

płytką drukowaną numer 099

Płytkę wysyłana jest za zaliczeniem pocztowym.

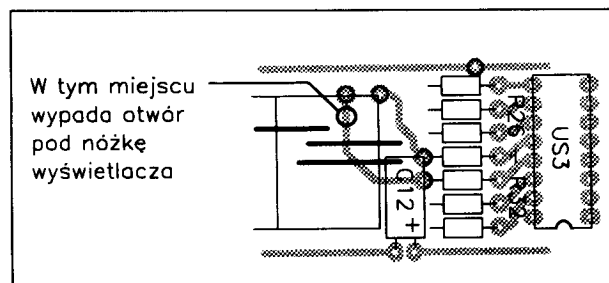
Cena: 17.500 zł + koszty wysyłki.

◇ mgr inż. Maciej Bartkowiak

Sprostowanie do artykułu Sonda – woltomierz napięcia stałego i zmiennego

Na płytce drukowanej numer 077 sondy woltomierza, po stronie elementów, wykryłem jeden błąd, a właściwie niefortunnie poprowadzoną ścieżkę. Ścieżka łącząca rezystor R30 z segmentem "a" wyświetlacza jednostek poprowadzona jest tak, że przechodzi przez otwór pod nóżkę tego wyświetlacza. Nie stanowi to większego problemu, gdyż jest to nóżka od segmentu "a". Jednakże otwór w tym miejscu może przerwać połączenie rezystora R30 z przepustem i w związku z tym segment ten nie będzie świecił. Aby naprawić to uszkodzenie wystarczy poprowadzić przewodem połączenie rezystora R30 z nóżką "a" wyświetlacza jednostek.

Za tą drobną pomyłkę przepraszam wszystkich Czytelników.



Rys. 1 Fragment płytki drukowanej sondy – strona elementów

◇ mgr inż. Maciej Bartkowiak

Wykaz płytek drukowanych

Duże zainteresowanie płytkami drukowanymi do urządzeń opublikowanych w Praktycznym Elektroniku skłoniło nas do zamieszczenia wykazu wraz z cenami, które na szczęście nie uległy zmianie. Aktualnie dostępne są wszystkie płytki, które dotychczas zostały zaprezentowane.

Płytki drukowane można zamawiać w redakcji miesięcznika, lub zakupić w niektórych sklepach elektronicznych. Zamówienia na płytki prosimy wysyłać na kartkach pocztowych na adres redakcji. Zostaną one wysłane za zaliczeniem pocztowym. Prosimy także nie wpłacać pieniędzy na konto wydawnictwa, gdyż opłatę za zamówiony towar uiszcza się u listonosza lub na poczcie bezpośrednio przy odbiorze. Do ceny zamówionych płytek doliczany jest koszt wysyłki, na który składają się opłaty pocztowe i koszty obsługi wysyłek. Wysokość kosztów wysyłki zależy od sumarycznej wartości zamówionych płytek i jest podana na stronie trzeciej w stopce redakcyjnej.

Przy większym asortymencie zamawianych płytek może zdarzyć się, że nie będziemy w stanie dotrzymać terminu dostawy. Wypadki takie są jednak sporadyczne tym niemniej przepraszamy Czytelników, którzy musieli czekać dłużej.

Wykaz cenowy płytek drukowanych (ceny zawierają podatek VAT)

A. Generator PAL (kpl. 2 płytki)	PE 1/92	39,500 zł	019 Gwiazda betlejemską listki(5 szt.)	PE 4/92	5,500 zł
B. Wzmacniacz 2xTDA 2030	PE 1/92	4,500 zł	020 Wzmacniacz słuchawkowy	PE 5/92	14,900 zł
C. Wzmacniacz 2xTDA 2003	PE 1/92	3,900 zł	021 Korektor-sterowanie potencjometrów	PE 4/92	10,300 zł
D. Wzmacniacz 1xTDA 2030	PE 1/92	3,200 zł	022 Korektor-potencjometr elektroniczny	PE 4/92	7,000 zł
E. Wzmacniacz 1xTDA 2003	PE 1/92	3,200 zł	023 Korektor wyświetlanie nastaw	PE 5/92	24,600 zł
F. Zamek szyfrowy	PE 1/92	16,900 zł	024 Zegar MC 1204	PE 5/92	19,400 zł
G. Generator z mostkiem Wiena	PE 1/92	3,300 zł	025 Fonia czterocewkowa	PE 5/92	4,600 zł
H. Pływające światła	PE 1/92	5,700 zł	026 Fonia dwucewkowa	PE 5/92	3,500 zł
I. Korektor graficzny mono (kpl. 2 płytki)	PE 2/92	36,900 zł	027 Generator 1 MHz	PE 5/92	3,200 zł
J. Generator funkcyjny	PE 2/92	14,900 zł	028 Pozytywka do zegara MC 1204	PE 5/92	5,100 zł
K. Zasilacz stabilizowany	PE 2/92	7,200 zł	029 Wyświetlacz do zegara MC 1204	PE 5/92	10,500 zł
001 Analizator widma (kpl. 2 płytki)	PE 3/92	32,300 zł	030 Termometr z termoregulatorem	PE 5/92	19,600 zł
002 Transkoder SECAM-PAL	PE 3/92	15,900 zł	031 Termometr	PE 5/92	6,100 zł
003 Miernik fazy (regulacja skosu)	PE 3/92	6,600 zł	032 Generator PAL – rozbudowa	PE 5/92	32,200 zł
004 Alarm samochodowy (kpl. 2 płytki)	PE 4/92	25,300 zł	033 Sygnalizator akustyczny	PE 1/93	3,200 zł
005 Detektor zera	PE 3/92	4,400 zł	034 Analizator – pole odczytowe	PE 1/93	28,200 zł
006 Automatyczny przeł. sygn. video	PE 3/92	16,300 zł	035 Uniwersalny zasilacz	PE 1/93	8,300 zł
007 A 277D	PE 3/92	5,400 zł	036 Betametr	PE 1/93	29,300 zł
008 A 277D	PE 3/92	9,200 zł	037 Dekoder PAL TC 500DE	PE 3/93	12,500 zł
009 Stroboskop samochodowy	PE 5/92	3,200 zł	038 Dekoder PAL R202A	PE 3/93	15,800 zł
010 Woltomierz na C 520D wersja LCD	PE 4/92	11,700 zł	039 Skala UKF	PE 2/93	4,700 zł
011 Woltomierz na C 520D wersja LED	PE 4/92	6,100 zł	040 Zegar MC 1206	PE 2/92	19,800 zł
012 Wyświetlacz LED CQZP 12	PE 4/92	3,200 zł	041 Zegar MC 1206 – wyświetlacz	PE 2/93	9,500 zł
013 Wyświetlacz LED CQV 31	PE 4/92	3,200 zł	042 Zegar MC 1206 – wzmacniacze	PE 2/93	3,400 zł
014 Wyświetlacz LCD CN 4134R	PE 4/92	4,700 zł	043 Zegar MC 1206 – układ ciągłego wysw.	PE 2/93	20,000 zł
015 Wyświetlacz LED CQZL 16	PE 4/92	4,400 zł	044 Betametr – układ parowania	PE 2/93	11,400 zł
016 Regulacja prądu podkładu	PE 4/92	5,800 zł	045 Miliwoltomierz ICL 7107	PE 2/93	5,900 zł
017 Gwiazda betlejemską CD 4015	PE 4/92	9,600 zł	046 Miliwoltomierz ICL 7107 – wyświetlacz	PE 2/93	5,900 zł
018 Gwiazda betlejemską CD 4017	PE 4/92	9,600 zł	047 Wyłącznik zmierzchowy	PE 3/93	4,300 zł
			048 Zegar MC 1206 – sekundy cyfrowe	PE 3/93	9,600 zł
			049 Zegar MC 1206 – sekundy analogowe	PE 3/93	51,000 zł
			050 Druk uniwersalny	PE 4/93	22,100 zł
			051 Mówiący dzwonek	PE 3/93	25,800 zł
			052 Sygnalizator napięcia akumulatora	PE 3/93	5,400 zł
			053 Kwarcowy generator 50 Hz	PE 4/93	3,200 zł
			054 Wzmacniacz antenowy UKF	PE 4/93	5,300 zł
			055 Zasilacz do wzmacniacza antenowego	PE 4/93	3,200 zł
			056 Wzmacniacz mocy 40 W	PE 4/93	8,600 zł
			057 Zasilacz wzm. z reg. barwy dźwięku	PE 5/93	12,700 zł
			058 Wzmacniacz z regulacją barwy dźwięku	PE 5/93	32,100 zł
			059 Minutnik	PE 5/93	3,900 zł
			060 Druk uniwersalny	PE 4/93	22,100 zł
			061 Miernik wysterowania	PE 4/93	6,400 zł
			062 Przedwzmacniacz gramofonowy RIAA	PE 4/93	8,800 zł
			063 Pływające światła II	PE 6/93	6,900 zł
			064 Transzystorowy korektor graf. – we/wy	PE 6/93	5,700 zł
			065 Transzystorowy korektor graf. – filtry	PE 6/93	25,500 zł
			066 Układ opóźnionego załączania kolumn	PE 6/93	5,800 zł

067 Dekoder kodu BCD z wyświetlaczem	PE 7/93	8,200 zł	081 Dyskotekowe urządzenie iluminofon.	PE 7/93	42,500 zł
068 Klucz elektroniczny – klawiatura	PE 5/93	14,500 zł	082 Wzmacniacz odczytu do magnetofonu	PE 8/93	15,100 zł
069 Klucz elektroniczny	PE 5/93	27,800 zł	083 Komarotapka	PE 8/93	6,300 zł
070 Korektor graficzny – pamięć charakterystyk	PE 7/93	45,800 zł	084 Tester tranzystorów	PE 8/93	10,900 zł
071 Fonia do odbioru programu POLONIA	PE 5/93	6,400 zł	085 Odbiornik stereo UKF	PE 10/93	18,200 zł
072 Pływające światła – generator	PE 6/93	3,800 zł	086 Bariera optoelektroniczna	PE 8/93	15,600 zł
073 Generator sygnałowy 65,5÷74 MHz	PE 5/93	16,700 zł	087 Regulator światła dziennych	PE 9/93	5,000 zł
074 Sonda logiczna CMOS-TTL	PE 6/93	9,600 zł	088 Częstotściomierz – generator	PE 9/93	17,500 zł
075 Sonda logiczna CMOS-TTL z wyświetlaniem cyfrowym	PE 6/93	11,800 zł	089 Częstotściomierz – licznik	PE 9/93	18,500 zł
076 Sonda – generator 1 kHz	PE 7/93	10,100 zł	090 Częstotściomierz – wyświetlacz	PE 9/93	19,200 zł
077 Sonda – woltomierz	PE 7/93	24,500 zł	091 Częstotściomierz – sterowanie	PE 10/93	15,100 zł
078 Fonia stereo do odbioru Astry	PE 6/93	12,000 zł	095 Radiotelefon na pasmo 27 MHz	PE 9/93	10,600 zł
079 Automatyczny włącznik tunera TV-SAT	PE 10/93	3,500 zł	096 Mówiący układ ISD 1020A	PE 9/93	11,000 zł
080 Elektroniczna konewka	PE 7/93	14,500 zł	097 Pozytywka	PE 9/93	6,000 zł
			098 Przetwornik U/f	PE 10/93	6,900 zł
			099 Przetwornik f/U	PE 10/93	17,500 zł
			101 Regulator prędkości obr. silnika	PE 10/93	9,400 zł

Wykaz sklepów prowadzących sprzedaż płytek drukowanych:

POLKOWICE – DOM TOWAROWY "MARIA"
STOJSKO "LSI"

GŁOGÓW – ASTRA
ul. Norwida 1

SŁUPSK – SONIK
Stary Rynek 4

KRAKÓW – WAWEL ELEKTRONIK
ul. Józefińska 25

LUBIN – C-MOS
ul. Kamienna 3

TARNÓW – ELBIK
ul. Nowy Świat 37

POZNAŃ – HOBBY ELEKTRONIK
ul. Siemiradzkiego 11

NOWA SÓL – TADDEX
os. Kopernika 6

WROCŁAW – AXEL
ul. Dworcowa 28

RADOM – FATOMIX ELECTRONICS
ul. Struga 26/28 pok. 613 Vlp

POZNAŃ – KERAMEX
ul. Głogowska 93

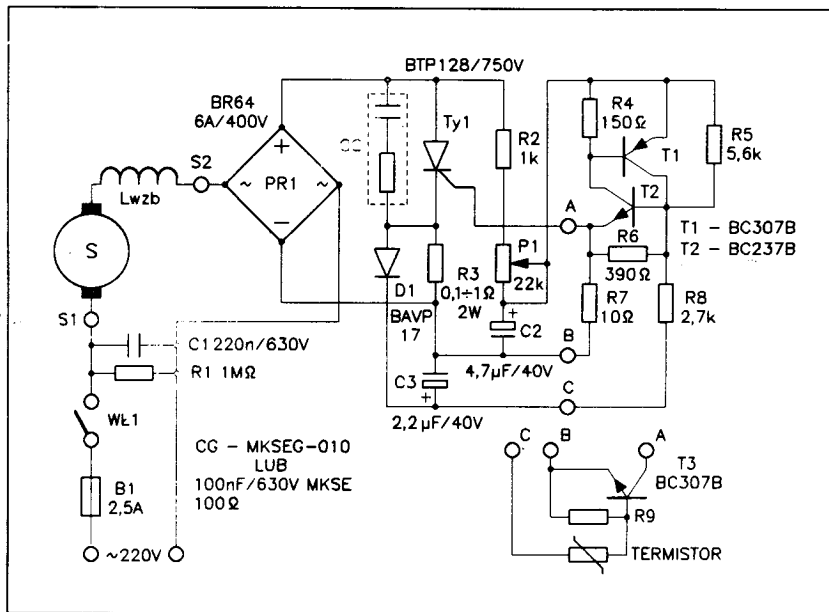
Regulator prędkości obrotowej silnika

W artykule opisano prosty układ regulacji prędkości obrotowej silników szeregowych prądu zmiennego. W układzie zastosowano prądowe sprzężenie zwrotne, co w zdecydowany sposób poprawia charakterystykę obciążenia silnika przy małych prędkościach obrotowych. Układ może znaleźć zastosowanie w różnych urządzeniach domowych: odkurzaczu, wiertarce, mikserze, itp. Wykonanie regulatora jest proste i tanie ok. 80.000 zł, dla porównania można dodać, że nowoczesny odkurzacz z elektronicznym regulatorem ciągu jest o ok. 400.000 zł droższy od tego samego modelu bez regulatora.

Ceny energii elektrycznej zbliżają się do poziomu światowego. Jednak relacje płacowe sprawiają, że kosztuje ona u nas dużo drożej niż w krajach rozwiniętych. Stąd też ważny problem oszczędzania energii elektrycz-

nej. Pozytywnym aspektem oszczędności w tej dziedzinie jest także mniejsze zanieczyszczenie środowiska naturalnego. Mniejszy pobór prądu, wymusza spalanie mniejszych ilości węgla w naszych elektrowniach i emisję do atmosfery mniejszej ilości spalin zawierających tlenki siarki i azotu. W skali jednego gospodarstwa domowego oszczędności nie będą oszałamiające, ale w skali kraju daje to już setki tysięcy ton węgla.

Większość urządzeń powszechnego użytku dysponuje zapasem mocy, która nie zawsze jest potrzebna. Klasycznym przykładem może być odkurzacz. Moc silnika w tym urządzeniu wynosi z reguły 800÷1000 W, i potrzebna jest do czyszczenia dywanów, kanap, lecz do odkurzania gładkiej podłogi w zupełności wystarczy 400÷500 W, a w przypadku firanek lub książek zadowalające efekty osiąga się przy 200÷300 W. Widać więc wyraźnie, że można tym sposobem sporo zaoszczędzić. Podobnie ma się sprawa przy mikserze.



Rys. 1 Schemat ideowy regulatora obrotów

Sterowanie fazowe tyrystora polega na synchronicznym z siecią podawaniu impulsów na bramkę. Tyrystor włączony krótkim impulsem prądowym przewodzi przez całą dalszą część półokresu napięcia. Regulując moment podania impulsu sterującego tyrystor zmienia się w ten sposób średnie napięcie na obciążeniu jakim w tym przypadku jest silnik. O sterowaniu fazowym można też przeczytać w artykule pt. "Dyskotekowe czterokanałowe urządzenie iluminacyjne" PE 7/93.

Napięcie z anody tyrystora łąduje kondensator C2. Czas ładowania zależy od wartości rezystancji rezystora R2 i potencjometru regulacyjnego.

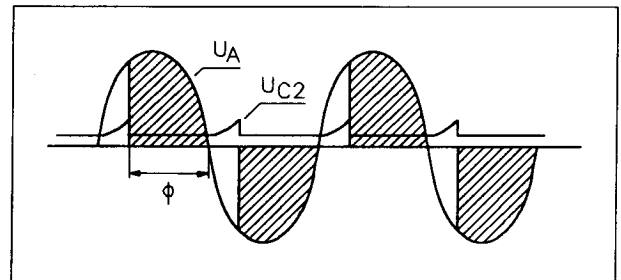
W domowej wiertarce płynna regulacja obrotów pozwala na wykorzystywanie jej do wkręcania wkrętów przy pomocy odpowiedniej końcówki krzyżakowej, lub wiercenia otworów o dużej średnicy w elementach metalowych. Wiercenie takich otworów przy pełnych obrotach wiertarki sprawia, że nie mają one kształtu okrągłego, lecz trójkątny, z zaokrąglonymi wierzchołkami. Małe prędkości obrotowe wiertarki pozwalają na wyeliminowanie tego niezamierzonego efektu prac wiertarskich.

Opis układu

Jedynym możliwym rozwiązaniem regulacji prędkości obrotowej w przypadku silników szeregowych, komutatorowych stosowanych w urządzeniach powszechnego użytku jest zmiana napięcia zasilającego. Regulacja napięcia wymusza jednocześnie zmianę prędkości obrotowej i mocy silnika.

W układzie zastosowano tyrystor Ty1 sterowany fazowo. Napięcie doprowadzone do tyrystora prostowane jest w prostowniku pełnookresowym PR1. Zatem prąd zmienny przepływający przez wirnik i twornik silnika zostaje zamieniony na prąd o jednym kierunku przepływu przez tyrystor.

Poprawę parametrów regulacji można uzyskać wprowadzając do układu dodatkowy człon prądowego sprzężenia zwrotnego, w którym sygnał sprzężenia pobierany jest z rezystora R3 umieszczonego w obwodzie przepływu prądu silnika. Rozwiązanie to poprawia pracę silnika przy małych prędkościach obrotowych, oraz umożliwia kompensację zmian rezystancji uzwojeń twornika przy wzroście temperatury.



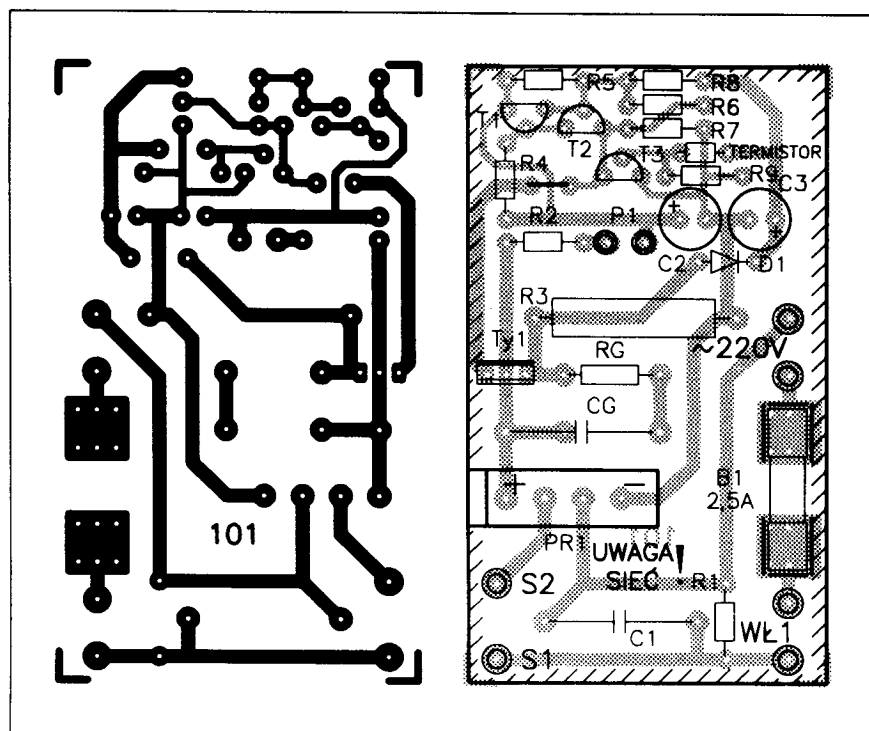
Rys. 2 Przebiegi napięciowe w układzie

Po osiągnięciu odpowiedniego poziomu napięcia (ok. 8÷15 V) układ tranzystorów T1 i T2 włącza się podając impuls prądowy na bramkę tyrystora. W zależności od przesunięcia fazowego impulsów sterujących bramką względem napięcia anodowego tyrystora zmienia się kąt przepływu prądu przez silnik (rys. 2).

Napięcie na kondensatorze C1 wyprostowane przez diodę D1 jest proporcjonalne do średniej wartości prądu przepływającego przez silnik. Zostaje ono doprowadzone do bazy tranzystora T1 zmieniając kąt włączenia tyrystora.

Tyrystor Ty1 zabezpieczony został przed przepięciami układem gasikowym CG, który produkowany jest w postaci jednego elementu. Z powodzeniem można zastąpić go szeregowym układem rezystora i kondensatora. Stosując kondensator gasikowy w miejsce rezystora R_g wlotowuje się zworę. Układ gasikowy zmniejsza także poziom zakłóceń wprowadzanych przez tyrystor.

Układ pozwala na zamontowanie dodatkowego zabezpieczenia temperaturowego. Przy wzroście temperatury maleje rezystancja termistora przyklejonego bezpośrednio do twornika (stojanu) w silniku i tranzystor T_x zwiera bramkę tyrystora wyłączając silnik.



Rys. 3 Schemat płytki drukowanej i rozmieszczenie elementów

Termistor powinien być typu NTC, czyli o charakterystyce rezystancji malejącej ze wzrostem temperatury. Temperaturę przy której silnik zostaje wyłączony można ustawić dobierając wartość rezystora R9.

Zastosowany w prototypie tyrystor umożliwia regulację prędkości obrotowej silników o mocach do 500 W. Zamieniając tyrystor na inny o większym prądzie maksymalnym np.: BT 151-650, lub BT 152-650 można zwiększyć moc silnika do 1200 W.

Wszystkie elementy regulatora obrotów znajdują się pod pełnym napięciem sieci energetycznej. Dlatego też należy zachować szczególną ostrożność podczas prób układu. Pod żadnym pozorem nie wolno dotykać płytki i elementów w trakcie pracy urządzenia.

Wykaz elementów

Ty1	- BTP 129-750 (BT 151-650, BT 152-650 patrz opis w tekście)
T1	- BC 307 B
T2, T3	- BC 237 B
D1	- BAVP 17÷21 (1N4841)
PR1	- BR 64 6A/400 V
R1	- 1 MΩ/0,25 W
R2	- 1 kΩ/0,125 W
R3	- 0,1÷1 Ω/2 W
R4	- 150 Ω/0,125 W
R5	- 5,6 kΩ/0,125 W
R6	- 390 Ω/0,125 W
R7	- 10 Ω/0,125 W
R8	- 2,7 kΩ/0,125 W
R9	- 1 kΩ/0,125 W (patrz opis w tekście)
P1	- 22 kΩ-A potencjometr typ SV 451 N, SVP 453 N
NT	- termistor NTC 4,7 kΩ typ dowolny
C1	- 220 nF/630 V, MKSE-018-02
C2	- 4,7 μF/40 V typ 04/U
C3	- 2,2 μF/40 V typ 04/U
CG	- 0,1 μF-100 Ω, MKSEG-010

(zamiennie można stosować rezystor 100 Ω/0,25 W połączony szeregowo z kondensatorem 0,1 μF/400 V typ MKSE-018-02)

płytką drukowaną numer 101

Płytką wysyłana jest
za zaliczeniem pocztowym.
Cena: 9.400 zł + koszty wysyłki.

◇ Ireneusz Konieczny

Mini odbiornik stereofoniczny UKF

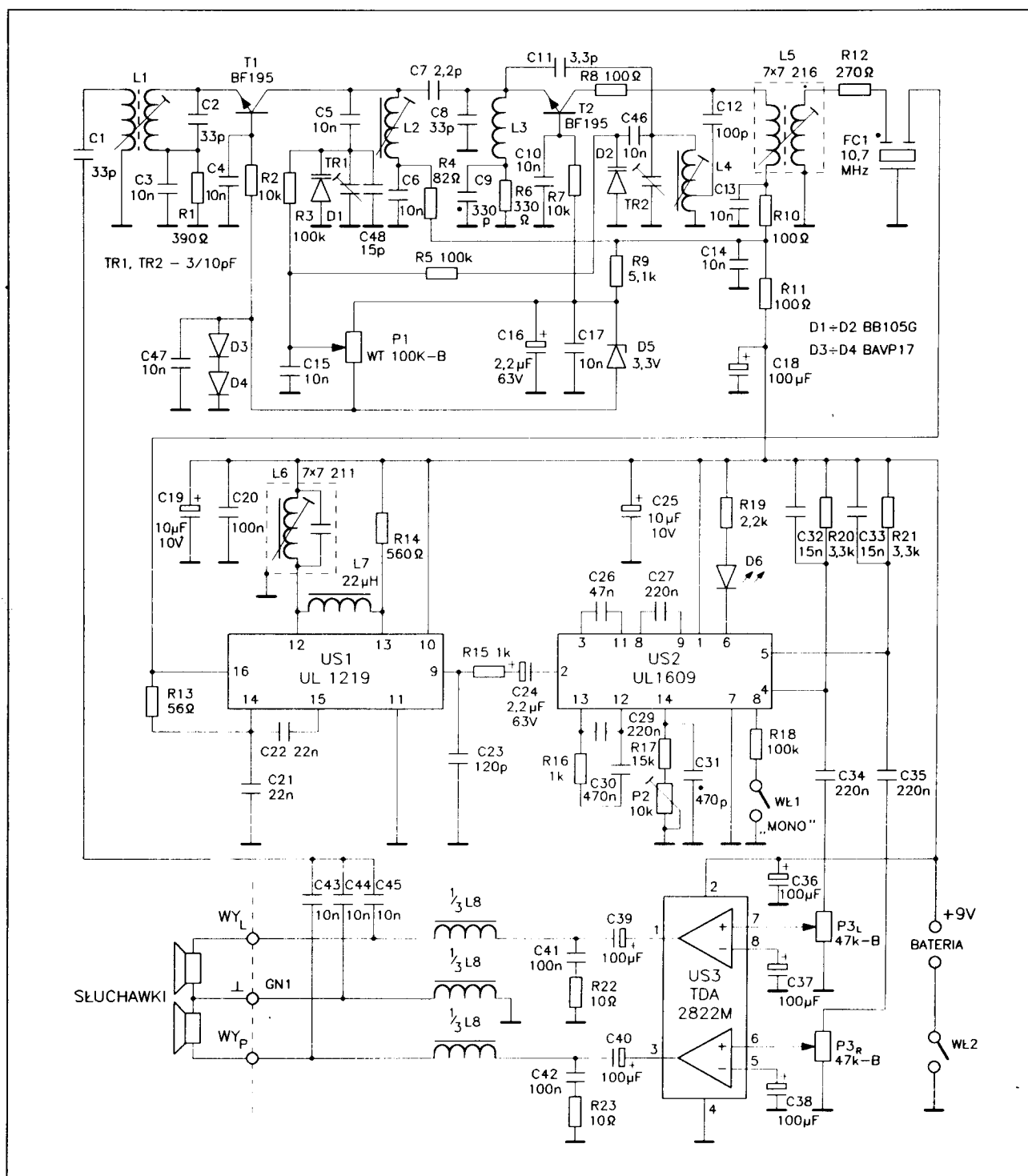
Prawie każdy z elektroników zbudował w swojej karierze radio. Kilkadziesiąt lat temu były to odbiorniki kryształkowe z długimi zewnętrznymi antenami. Detektor kryształkowy został wyparty przez diodę półprzewodnikową, lampy próżniowe, a na końcu przez tranzystory i układy scalone. Obecnie zbudowanie prostego odbiornika radiowego nie przekracza możliwości średnio zaawansowanego amatora. Dekoder sygnału stereofonicznego także nie jest trudny w budowie. Wszystkich tych Czytelników, którzy zechcą spróbować sił na tym polu, zapraszam do przeczytania poniższego artykułu.

Opisany w artykule odbiornik UKF zalicza się do grupy odbiorników superheterodynowych. Różni się one od odbiorników bezpośredniego wzmacnienia, (patrz artykuł pt. "Radiotelefon na pasmo 27 MHz" PE 9/93, przyp. red.), przemianą częstotliwości sygnału wielkiej częstotliwości (w.cz.), na sygnał mniejszej częstotliwości zwany dalej pośrednią częstotliwością p.cz. Sygnał p.cz. podlega dalszemu wzmacnieniu i dopiero wtedy zostaje poddany demodulacji. Celem przemiany częstotliwości jest uzyskanie stałej częstotliwości pośredniej niezależnie od częstotliwości odbieranej stacji. Daje to możliwość stosowania obwodów selektywnych nastrojonych stale na tą samą częstotliwość pośrednią.

Zalety odbiorników superheterodynowych to: duża czułość i selektywność, oraz stosunkowo prosta procedura strojenia.

W odbiorniku radiowym UKF można wyróżnić cztery zasadnicze bloki funkcjonalne. Pierwszym z nich jest głowica (T1 i T2), której zadaniem jest wstępne wydzielenie i wzmacnienie sygnału wielkiej częstotliwości doprowadzonego z anteny. Następ-

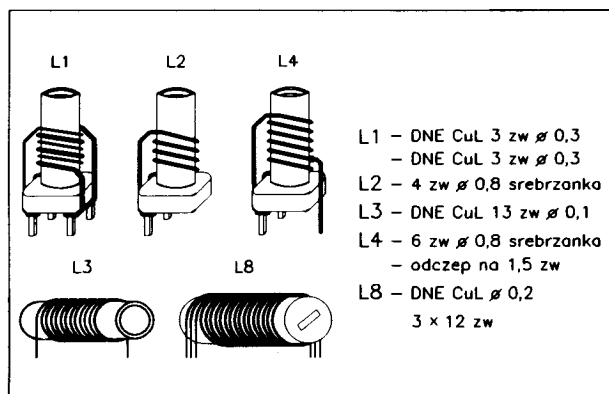
nie sygnał zostaje zmieszany z sygnałem przestrajanego generatora lokalnego nazywanego heterodyną. Na wyjściu głowicy otrzymuje się sygnał p.cz., o stałej częstotliwości 10,7 MHz. Sygnał trafia dalej do wzmacniacza-ogranicznika p.cz. i demodulatora (US1). Z wyjścia demodulatora sygnał małej częstotliwości m.cz. kierowany jest do stereodekodera (US2), a dalej do wzmacniacza mocy lewego i prawego kanału (US3).



Rys. 1 Schemat ideowy odbiornika UKF

Opis układu

Sygnał radiowy odbierany jest przez antenę, którą stanowi kabel słuchawkowy. Impedancja dławika L8 dla sygnałów w.cz. jest bardzo duża i nie pozwala na przenikanie tych sygnałów na wyjście wzmacniacza mocy. Natomiast kondensatory C43÷C45 "przepuszczają" sygnały w.cz., stanowiąc z kolei skuteczną zaporę dla sygnałów akustycznych. Kabel słuchawkowy składa się z dwóch przewodów i ekranu. Pojemności rozproszone występujące w tym kablu powodują, że dla sygnałów w.cz. może on być traktowany jako jeden przewód. Dlatego też konieczne było odseparowanie za pomocą dławika w.cz. wszystkich żył tego przewodu. Pojemności rozproszone przewodu słuchawkowego, oraz pojemności montażowe dławika dla sygnałów akustycznych nie wprowadzają praktycznie żadnego tłumienia.



Rys. 2 Sposób nawinięcia cewek

Na wejściu głowicy umieszczony jest obwód rezonansowy L1, C2, dostrojony do częstotliwości środkowej zakresu odbieranych częstotliwości. Wypadkowa dobroć obwodu nie jest zbyt duża, gdyż jest on silnie stłumiony przez małą impedancję wejściową wzmacniacza w.cz. i anteny. Zadaniem tego obwodu rezonansowego jest wydzielenie pasma odbieranych sygnałów i eliminacja sygnałów niepożądanych np. sygnałów radiowych z zakresów DSK, sygnałów CB, telewizyjnych i innych.

Obciążeniem wzmacniacza w.cz. jest przestrajany obwód rezonansowy L2, C48, TR1, D1. Do przestrajania obwodu wykorzystano diodę pojemnościową D1 (warikap). Kondensator C5, stanowiący zwarcie dla przebiegów w.cz. separuje napięcie przestrajające od napięcia kolektora tranzystora T1. Baza tranzystora T1 spolaryzowana jest napięciem ok. 1,4 V pobieranym z diod D3 i D4. Wzmacniacz w.cz. pracuje w układzie ze wspólną bazą.

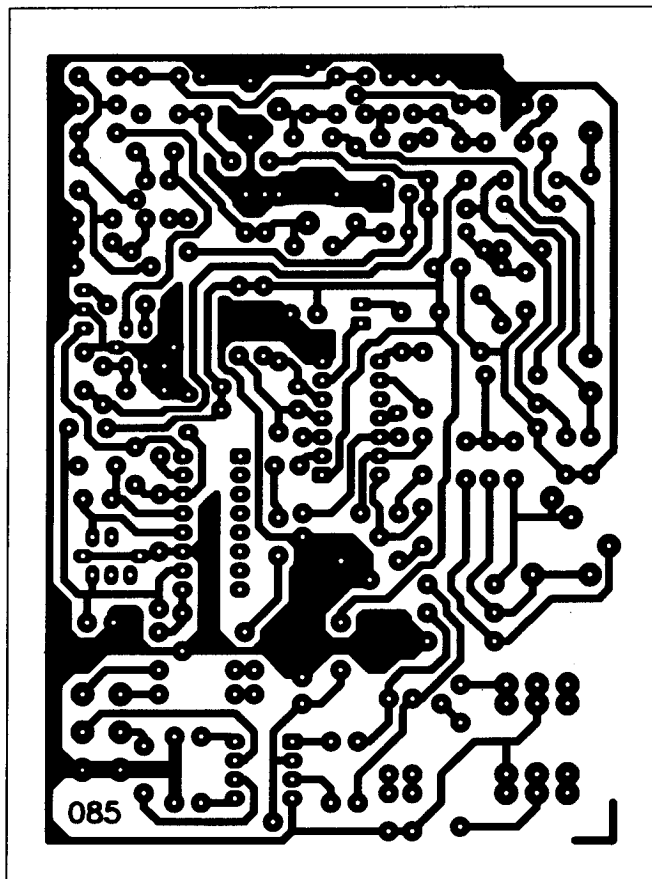
W obwodach przestrajania głowicy zastosowano diody pojemnościowe D1 i D2, które sterowane są napięciem doprowadzanym z potencjometru P1. Zakres napięcia strojącego obejmuje przedział 1,4÷4,7 V. Mały zakres zmian tego napięcia podyktowany został maksymalnym uproszczeniem konstrukcji odbiornika. Charakterystyka pojemności diod w funkcji napięcia wykazuje największe nachylenie w obszarze niskich napięć,

tak więc rozwiązanie to pozwala na prawidłowe przestrajanie głowicy. Pewną niedogodnością jest nie najlepsza współbieżność przestrajania.

Tranzystor T2 pracuje w układzie mieszacza samodrgającego. Oznacza to, że spełnia on równocześnie funkcję mieszacza i heterodyny (w układzie Hartleya). Do emitera tranzystora T2, który także pracuje w układzie wspólnej bazy, doprowadzony jest przez dzielnik pojemnościowy C7, C8 sygnał w.cz. Dzielnik pełni funkcję układu dopasowującego impedancję wyjściową wzmacniacza do małej impedancji wejściowej tranzystora T2.

Częstotliwość pracy heterodyny określona jest przez elementy obwodu rezonansowego L4, TR2, D2. Kondensator C11 zamyka pętlę dodatniego sprzężenia zwrotnego generatora doprowadzając część napięcia zmiennego do wejścia tranzystora T2. Uzwojenie pierwotne cewki filtru p.cz. L5 z kondensatorem C12 tworzą obwód rezonansowy dla częstotliwości 10,7 MHz. Równocześnie dla sygnałów o częstotliwości heterodyny cewka L5 pełni funkcję dławika umieszczonego w obciążeniu tranzystora T2.

Szeregowy obwód rezonansowy L3, C9 dostrojony jest do częstotliwości p.cz. powodując tym samym zmniejszenie impedancji "widzianej" przez wejście tranzystora T2, co zmniejsza szumy mieszacza.



Rys. 3 Schemat płytki drukowanej

Sygnał częstotliwości pośredniej wydzielony przez filtr L5 podlega dalszemu ograniczeniu szerokości pasma przez filtr ceramiczny 10,7 MHz FC1 i zostaje skierowany do dalszej części toru p.cz. (US1). Sygnał doprowadzony do wyprowadzenia 16 US1 jest wzmacniany i ograniczany w wewnętrznym czterostopniowym wzmacniaczu różnicowym. Do wyjścia tego wzmacniacza dołączony jest obwód przesuwника fazowego L6, zapewniającego przesunięcie fazy 90° dla częstotliwości środkowej toru $f_0 = 10,7$ MHz. Poziom sygnał p.cz. na wyjściu (nóżka 13) ma wartość ok. 150 mV.

Wzajemnie przesunięte w fazie sygnały p.cz. podawane są na wejścia demodulatora kwadraturowego, z wyjścia którego otrzymuje się przebieg m.cz. (nóżka 9 US1). Zniekształcenia nieliniowe i amplituda sygnału m.cz. zależą od parametrów obwodu przesuwника fazowego. Kondensator C23 umieszczony na wyjściu m.cz. tłumi resztkowe produkty demodulacji.

Sygnał akustyczny zostaje doprowadzony do dekodera stereofonicznego US2. Jest to dekodery z pętlą synchronizacji fazowej PLL, tak więc nie wymaga on dodatkowych elementów indukcyjnych. Precyzyjną regulację częstotliwości wewnętrznego generatora można

przeprowadzić potencjometrem P2. Elementy R16, C29, C30 stanowią filtr dolnoprzepustowy pętli fazowej. Układ dekodera wyposażono w dodatkowy wyłącznik WŁ1 sygnału stereofonicznego wykorzystywany przy odbiorze dalekich stacji nadających program stereofoniczny. Dioda D6 sygnalizuje odbiór stereofoniczny.

Na wyjściach prawego i lewego kanału (nóżki 4 i 5 US2) znajdują się obwody deemfazy m.cz. R20, C32 i R21, C33, o stałej czasowej 50 μ s. Układy deemfazy wprowadzają tłumienie tonów wysokich. Rezystory R20 i R21 ustalają także wypadkowe wzmocnienie stopni wyjściowych dekodera.

Sygnały lewego i prawego kanału po regulacji głośności potencjometrem stereofonicznym P3 zostają wzmocnione we wzmacniaczu mocy m.cz. Wzmacniacz zapewnia moc wyjściową 300 mW na obciążeniu 32 Ω , lub 1 W na obciążeniu 8 Ω przy napięciu zasilania +9 V. W przypadku zasilania napięciem +6 V moc wyjściowa maleje odpowiednio do wartości 120 i 380 mW.

Z wyjść wzmacniacza mocy sygnał doprowadzony jest przez dławik L8 do gniazda słuchawkowego.

Ciąg dalszy w następnym numerze.

Katalog typów transformatorów produkcji ZATRA

Typ transformatora.	Rozwiązania mechan. wg KI	Typ rdzenia	Napięcia zasilania uzwojenia pierwotnego [V]	Uzwojenia wtórne								Wytrzymałość elektryczna [kV]t=60sek.		Uwagi
				II		III		IV		V		P-W	P-R	
				U[V]	I[A]	U[V]	I[A]	U[V]	I[A]	U[V]	I[A]			
TS 80/19	11/92	D-2372-008	220	34	3,5	24	0,5					4,0	4,0	autotr.
TS 80/20	11/92	D-2372-008	220	24,5	3,3	lub 22	2,9					4,0	4,0	
TS 80/21	11/92	D-2372-008	24	29,8	4							1,5	1,5	
TS 80/23	4/89	EI 102/34	220	16,1	2,6	12,6	0,24	24,9	0,83	75,8	0,14	3,0	3,0	
TS 80/25	11/92	D-2372-008	220	155	0,2	2x16	0,7	2x11	0,7			4,0	4,0	
TS 80/26	KN	EI 84/42	220	2x12,4	3	4,2	1					3,0	3,0	
TS 80/29	11/92	D-2372-008	220	23,4	4,3							3,0	0,5	
TS 90/10	6/92	LL 60/31	110,220	22,6	1,9	22,6	1,9	8,5	0,25			3,0	3,0	
TS 90/11	6/92	LL 60/31	110,220	19	2,2	19	2,2	18,5	0,15	18,5	0,15	4,0	4,0	
TS 90/15	6/92	LL 60/31	110,220	22	1,8	22	1,8					3,0	3,0	
TS 90/16	6/92	LL 60/31	110,220	2x19,8	2	16	0,2	39	0,02	27	0,06	3,0	3,0	
				5,8	0,5									
TS 90/18	5/92	EI 102/34	220	17	2,2	17	2,2	39,5	0,1	16,5	0,3	3,0	3,0	
				5,8	1									
TS 90/21	6/92	LL 60/31	110,220	2x19,8	2	17,9	0,2	39	0,02	27	0,06	3,0	3,0	
				5,8	0,5									
TS 90/24	6/92	LL 60/31	110,220	19	2,2	16	0,15	19	2,2	16	0,15	4,0	4,0	
TS 90/29	6/92	LL 60/31	110,220	18,2	2,2	18,2	2,2	15	0,35	8,5	0,6	3,0	0,5	
TS 100/24	4/89	EI 102/34	220	11	4,5	11	4,5					4,0	4,0	
TS 120/9	8/92	LL 75/26,5	110,220	2x25,8	2,4		lub	2x22,8	2	8,5	0,05	3,0	3,0	
TS 120/10	8/92	LL 75/26,5	110,220	19	2,2	19	2,2	37	0,15			4,0	4,0	
TS 120/13	6/92	D-2372-025	110,220	25,6	2,2	25,6	2,2	18,5	0,1	18,5	0,1	3,0	3,0	
TS 120/14	6/92	D-2372-025	110,220	2x22,4	1,9	2x12	0,5	42	0,05	7,5	0,4	3,0	3,0	
TS 120/17	8/92	LL 75/26,5	110,220	33	1	15,2	0,6	9	3			3,0	3,0	
TS 120/18	5/92	EI 102/51	220	2x20	0,25	16,8	2,5	2x6,1	1			3,0	3,0	

Typ transformatora.	Rozwiązania mechan. wg Kl	Typ rdzenia	Napięcia zasilania uzwojenia pierwotnego [V]	Uzwojenia wtórne								Wytrzymałość elektryczna [kV]t=60sek.		Uwagi
				II		III		IV		V				
				U[V]	I[A]	U[V]	I[A]	U[V]	I[A]	U[V]	I[A]	P-W	P-R	
TS 120/19	6/92	D-2372-025	110,220 240	11,5	1,3	34	1,1	11,5	1,3	34	1,1	2,0	2,0	ekran Fe
TS 120/20	KN	EI 102/34	220	2x13,3	4,5							4,0	4,0	
TS 120/24	6/92	D-2372-025	110, 220	13	2,2	13	2,2	9,5	2,2	9,5	2,2	3,0	3,0	
TS 120/26	6/92	D-2372-025	110, 220	2x17	2,0	7	1,0	39	0,15	20	0,5	3,0	3,0	
TS 120/27	6/92	D-2372-025	110, 220, 240	11,5	1,3	11,5	1,3	34	1,1	34	1,1	1,25	1,25	
				2x15	0,15									
TS 120/30	6/92	D-2372-025	110, 220	2x26	2,2	2x6,5	1					3,0	3,0	
TS 120/35	6/92	D-2372-025	110, 220	2x17	2	2x9,3	1	2x9,4	1			4,0	4,0	
TS 140/4	4/89	EI 102/51	220	2x30	2,3		lub	2x23,2	1,95			4,0	4,0	
TS 150/11	12/92	D-2372-028	220	2x34,4	2	2x8,4	0,5					4,0	4,0	
TS 160/5	12/92	D-2372-028	220	2x29,1	2	2x8,4	0,3	2x24,4	0,5			4,0	4,0	
TS 180/1	8/92	LL 75/42	110, 127, 220	25 37	1,8 0,15	25	1,8	25	1,8	25	1,8	4,0	4,0	
TS 180/3	8/92	LL 75/42	110, 127, 220	2x25	3,5	37	0,15	8,5	0,25			4,0	4,0	
TS 180/4	8/92	LL 75/42	110, 220	25,6	3	25,6	3	20	0,7	20	0,7	3,0	3,0	
TS 180/5	8/92	LL 75/42	110, 127, 220	4x21	1,8							4,0	4,0	
TS 180/6	KN	LL 75/42	110, 220	29 15,5	2,5 1	11,8	4	26	0,12	15,5	1	3,75	3,75	
TS 180/7	8/92	LL 75/42	110, 220	25,6	3	25,6	3	20	0,7	20	0,7	3,0	3,0	
TS 180/8	8/92	LL 75/42	110, 220	30	2,3	30	2,3					3,0	3,0	
TS 180/10	4/92	EI 102/51	220	11,5	7,8	11,5	7,8					4,0	4,0	
TS 200/7	13/92	D-2372-016	115, 230	2x23,5	3,6	27,5	0,5	2x17	0,3	10	0,3	3,0	3,0	
TS 200/8	13/92	D-2372-016	220	220	0,75	24	0,5	7	0,2			3,0	3,0	
TS 200/9	13/92	D-2372-016	220	17,2	10	2	10					3,75	3,75	
TS 200/10	13/92	D-2372-016	220	2x19,1	5	2x5,6	0,5					3,0	3,0	
TS 200/11	13/92	D-2372-016	220	570 5,6	0,045 14	75,5	0,015	14,6	1	2x6,5	1,6	3,0	3,0	
TS 250/3	15/92	D-2372-016	220	13,2	10	13,2	10					4,0	4,0	
TS 250/4	13/92	D-2372-016	220	23,1	10,4	lub 21,5	10,4					4,0	4,0	
TS 250/16	13/92	D-2372-016	220	11	10	11	10	12	0,5	12	0,5	4,0	4,0	

Transformatory zalewane żywicą										
Typ transformatora.	Rozwiązania mechan. wg Kl	Typ rdzenia	Napięcia zasilania uzwojenia pierwotnego [V]	Uzwojenia wtórne				Wytrzymałość elektryczna [kV]t=60sek.		Uwagi
				II		III				
				U[V]	I[A]	U[V]	I[A]	P-W	P-R	
				TSz 2,2/6 V	17/92	EI 36/12,8	220	6	0,36	
TSz 2,2/9 V	17/92	EI 36/12,8	220	9	0,24			3,0	—	
TSz 2,2/12 V	17/92	EI 36/12,8	220	12	0,18			3,0	—	
TSz 2,2/15 V	17/92	EI 36/12,8	220	15	0,145			3,0	—	
TSz 2,2/24 V	17/92	EI 36/12,8	220	24	0,09			3,0	—	
TSz 2,2/2x6 V	17/92	EI 36/12,8	220	6	0,18	6	0,18	3,0	—	
TSz 2,2/2x9 V	17/92	EI 36/12,8	220	9	0,12	9	0,12	3,0	—	
TSz 2,2/2x12 V	17/92	EI 36/12,8	220	12	0,09	12	0,09	3,0	—	
TSz 2,2/2x15 V	17/92	EI 36/12,8	220	15	0,072	15	0,07	3,0	—	
TSz 2,2/2x24 V	17/92	EI 36/12,8	220	24	0,045	24	0,045	3,0	—	

Typ transformatora.	Rozwiązania mechan. wg Kl	Typ rdzenia	Napięcia zasilania uzwojenia pierwotnego [V]	Uzwojenia wtórne						Wytrzymałość		Uwagi
				II		III		IV		elektryczna		
				U[V]	I[A]	U[V]	I[A]	U[V]	I[A]	[kV]t=60sek.		
										P-W	P-R	
TSz 12/6 V	17/92	EI 54/18	220	6	2					3,0	-	
TSz 12/9 V	17/92	EI 54/18	220	9	1,35					3,0	-	
TSz 12/12 V	17/92	EI 54/18	220	12	1					3,0	-	
TSz 12/ 15 V	17/92	EI 54/18	220	15	0,8					3,0	-	
TSz 12/24 V	17/92	EI 54/18	220	24	0,5					3,0	-	
TSz 12/2x6 V	17/92	EI 54/18	220	6	1	6	1			3,0	-	
TSz 12/2x9 V	17/92	EI 54/18	220	9	0,675	9	0,675			3,0	-	
TSz 12/2x12 V	17/92	EI 54/18	220	12	0,5	12	0,5			3,0	-	
TSz 12/2x15 V	17/92	EI 54/18	220	15	0,4	15	0,4			3,0	-	
TSz 12/2x24 V	17/92	EI 54/18	220	24	0,25	24	0,25			3,0	-	
TSz 300/8/1	18/92	EI 120/53	230	11,7	8,55	11,7	8,55	11,7	8,55	4,0	-	
TSz 300/8/2	18/92	EI 120/53	220	11,7	8,55	11,7	8,55	11,7	8,55	4,0	-	
Transformatory toroidalne												
TS 40/104/nn	16/92	D-2372-011-01	220	11,7	3,42					4,0	-	nn
TS 40/105/nt	16/92	D-2372-011-01	220	11,7	3,42					4,0	-	nt
TS 40/106/zn	16/92	D-2372-011-01	220	11,7	3,42					4,0	-	zn
TS 40/107/zt	16/92	D-2372-011-01	220	11,7	3,42					4,0	-	zt
TS 40/108	16/92	D-2372-011-01	220	5,9	6					4,0	-	
TS 50/27	16/92	D-2372-011-01	220	11,7	4,3					4,0	-	zn
TS 50/65/nn	16/92	D-2372-011-02	220	11,7	4,28					4,0	-	nn
TS 50/66/nt	16/92	D-2372-011-02	220	11,7	4,28					4,0	-	nt
TS 50/67/zn	16/92	D-2372-011-02	220	11,7	4,28					4,0	-	zn
TS 50/68/zt	16/92	D-2372-011-02	220	11,7	4,28					4,0	-	zt
TS 60/20/nn	16/92	D-2372-011-03	220	11,7	5,13					4,0	-	nn
TS 60/21/nt	16/92	D-2372-011-03	220	11,7	5,13					4,0	-	nt
TS 60/22/zn	16/92	D-2372-011-03	220	11,7	5,13					4,0	-	zn
TS 60/23/zt	16/92	D-2372-011-03	220	11,7	5,13					4,0	-	zt
TS 80/33/nn	16/92	D-2372-011-04	220	11,7	6,84					4,0	-	nn
TS 80/34/nt	16/92	D-2372-011-04	220	11,7	6,84					4,0	-	nt
TS 80/35/zn	16/92	D-2372-011-04	220	11,7	6,84					4,0	-	zn
TS 80/36/zt	16/92	D-2372-011-04	220	11,7	6,84					4,0	-	zt
TS 100/19/nn	16/92	D-2372-011-05	220	11,7	8,55					4,0	-	nn
TS 100/20/nt	16/92	D-2372-011-05	220	11,7	8,55					4,0	-	nt
TS 100/21/zn	16/92	D-2372-011-05	220	11,7	8,55					4,0	-	zn
TS 100/22/zt	16/92	D-2372-011-05	220	11,7	8,55					4,0	-	zt
TS 120/31/nn	16/92	D-2372-011-06	220	11,7	10,26					4,0	-	nn
TS 120/32/nt	16/92	D-2372-011-06	220	11,7	10,26					4,0	-	nt
TS 120/33/zn	16/92	D-2372-011-06	220	11,7	10,26					4,0	-	zn
TS 120/34/zt	16/92	D-2372-011-06	220	11,7	10,26					4,0	-	zt
TS 150/7/nn	16/92	D-2372-011-07	220	11,7	12,8					4,0	-	nn
TS 150/8/nt	16/92	D-2372-011-07	220	11,7	12,8					4,0	-	nt
TS 150/9/zn	16/92	D-2372-011-07	220	11,7	12,8					4,0	-	zn
TS 150/10/zt	16/92	D-2372-011-07	220	11,7	12,8					4,0	-	zt
TS 200/16/nn	16/92	D-2372-011-09	220	11,7	17,1					4,0	-	nn
TS 200/17/nt	16/92	D-2372-011-09	220	11,7	17,1					4,0	-	nt
TS 200/18/zn	16/92	D-2372-011-09	220	11,7	17,1					4,0	-	zn
TS 200/19/zt	16/92	D-2372-011-09	220	11,7	17,1					4,0	-	zt

Typ transformatora.	Rozwiązania mechan. wg Kl	Typ rdzenia	Napięcia zasilania uzwojenia pierwotnego [V]	Uzwojenia wtórne						Wytrzymałość		Uwagi
				II		III		IV		elektryczna		
										[kV]t=60sek.		
				U[V]	I[A]	U[V]	I[A]	U[V]	I[A]	P-W	P-R	
TS 250/11/nn	16/92	D-2372-011-10	220	11,7	21,4					4,0	—	nn
TS 250/12/nt	16/92	D-2372-011-10	220	11,7	21,4					4,0	—	nt
TS 250/13/zn	16/92	D-2372-011-10	220	11,7	21,4					4,0	—	zn
TS 250/14/zt	16/92	D-2372-011-10	220	11,7	21,4					4,0	—	zt
TS 300/4/nn	16/92	D-2372-011-12	220	11,7	25,7					4,0	—	nn
TS 300/5/nt	16/92	D-2372-011-12	220	11,7	25,7					4,0	—	nt
TS 300/6/zn	16/92	D-2372-011-12	220	11,7	25,7					4,0	—	zn
TS 300/7/zt	16/92	D-2372-011-12	220	11,7	25,7					4,0	—	zt

Uwagi:

nn – niezalewany, bez ogranicznika temperaturowego zn – zalewany, bez ogranicznika temperaturowego

nt – niezalewany, z ogranicznikiem temperaturowym zt – zalewany, z ogranicznikiem temperaturowym

MULTIMETRY CYFROWE YU FONG

UNIWERSALNE I CĘGOWE · NIEZAWODNE · TANIE · POLSKA INSTRUKCJA · SERWIS

UNITOR

WIELOLETNI IMPORTER ul GRUDZIĄDZKA 159a tel. 32022/488033, tlx 552394
87-100 TORUŃ fax 488033, VAT 879-017-12-71

Ponad 40 zestawów do samodzielnego montażu.
Sprzedaż za zaliczeniem pocztowym.
Informacje - koperta zwrotna + 2 znaczki.

Atrakcyjne ceny

Oferuję:

- zasilacze
- końcówki mocy
- pozytywki
- multimetry
- generatory
- efekty świetlne i dźwiękowe

Andrzej Górski
ul. Matejki 3
05-070 SULEJÓWEK 1

- automat parkingowy
- regulator prędkości obrotowej silnika
- mierniki pojemności, napięcia, natężenia
- wzmacniacze od 1,5 - 100 W
- termometry
- słuchawki bezprzewodowe

TO TYLKO NIEKTÓRE PROPOZYCJE Z NASZEJ NOWEJ
OFERTY ZESTAWÓW DO SAMODZIELNEGO MONTAŻU.
KUPUJĄC NASZ ZESTAW MOŻESZ WZIAĆ UDZIAŁ
W KONKURSIE Z ATRAKCYJNYMI NAGRODAMI.
SZCZEGÓŁY W 'NOWYM ELEKTRONIKU' 9/10/11

PEŁNA OFERTA - KATALOG:
koperta z adresem zwrotnym
nasz adres:

NORD ELEKTRONIK
76-270 USTKA SKR. 136
UL. SŁONECZNA 4
TEL. (059) 146-616, 144-313, 146-154
FAX. (059) 283-69 (dla NORD ELEKTRONIK)

◦ GEMBARA ◦

SKLEP CZĘŚCI RTV

POZNAŃ UL. SIEMIRADZKIEGO 3
tel. 66 51 12, fax 48 41 39
NIP 779-002-72-37

Wysokiej klasy (h=0,005%) końcowe wzmacniacze
mocy dla estrady, dyskoteki, oraz wyposażenie
domowego sprzętu akustycznego Hi-Fi.
Moc wyjściowa od 2x100 do 2x500 W sinus.
Ponadto oferuje:
- uruchomione stopnie mocy od 60-300 W sinus
- cyfrowe kamery pogłosowe
- szereg innych podzespołów związanych z
elektroakustyką

Uwagi!

Atrakcyjny konkurs. Ciekawe nagrody.
Wszelkie informacje
dotyczące konkursu
oraz katalog wyrobów
(z cenami) otrzymają
Państwo po nadesłaniu
koperty zwrotnej + znaczka na adres:
Bursztyńska Bogdan
82-300 Elbląg - 1
skr.poczt. - 22
tel/fax 32-70-25

MULTIMETR (7107) Z GENERATOREM

U- / ~ 0...750 V 5 zakresów Bp 1%
pierwszy 200 mV
I- / ~ 0...2 A 5 / 200 µA Bp 1%
R 0...MΩ 5 / 200 Ω Bp 1,5%
C 2pF...2µF 5 / 200 pF Bp 3%
f 10 Hz...15 MHz 6/2000 Hz Bp 2%
G 3 Hz...500 kHz 2,5 V (TTL)

Pomiar diod i tranzystorów

Płytki dwustronna 179 x 143.
projekt komputerowy.
wynik wyświetlany na 3 i 1/2 cyfry LED.
zasilanie - transformator 2 x 12 V / 1 A
317 tys. - płytka + części + instrukcja
35 tys. - zestaw Isostatów
57 tys. - obudowa plastikowa bez otworów

D.F. Elektronik
ul. Duża Góra 37 / 53
30-857 Kraków tel. 55-90-24

Wykrywacze rozróżniające metale
pocztą ARMAND
Ryszarda 44 06-800 Pruszków

Elementy elektroniczne
sprzedaż wyskowa.
Katalog - koperta zwrotna
+ znaczek NOTR
ŁÓDŹ 52 skr. 24

PRZYZRĄDY
DO REAKTYWACJI
KINESKOPÓW
wykonuje

REWO-Elektronika

skr. poczt. 449
00-950 Warszawa
informacje
po nadesłaniu
koperty zwrotnej

Warunki zamieszczania ogłoszeń w
"Praktycznym Elektroniku" podano
na stronie 3 w stopce redakcyjnej.